

Japanese Kokai Patent Application No. P2005-525725A

Job No.: 228-120910

Ref.: 4 Japanese patents/PU030189 JP/JJO(Della)/Order Nos. 8727-8730

Translated from Japanese by the McElroy Translation Company

800-531-9977

customerservice@mcelroytranslation.com

JAPANESE PATENT OFFICE
PATENT JOURNAL

JAPANESE KOKAI PATENT APPLICATION NO. P2005-525725A

Int. Cl. ⁷ :	H 04 Q 7/38 H 04 B 7/26 H 04 J 13/00
Filing No.:	P2003-563258
Filing Date:	January 21, 2002
Translation Filing Date:	September 21, 2004
International Patent Application No.:	PCT/IT2002/000035
International Laid-Open Patent Application No.:	WO2003/063538
International Laid-Open Patent Application Date:	July 31, 2003
Designated Contracting States:	EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), CA, CN, JP, US
Publication Date:	August 25, 2005 (Total of 38 pages)
Examination Request:	Filed

METHOD FOR PERFORMING INITIAL CELL SEARCH IN TIME SLOT SYSTEM AND
MOBILE STATION

Inventors:	Anna Marina Bada 1 Patwool, via Leuize* Milan, Italy 20127 Chiara Cavaliere Prepositourare via Morino Rho, Italy 20017
------------	---

* [Addresses are transliterations]

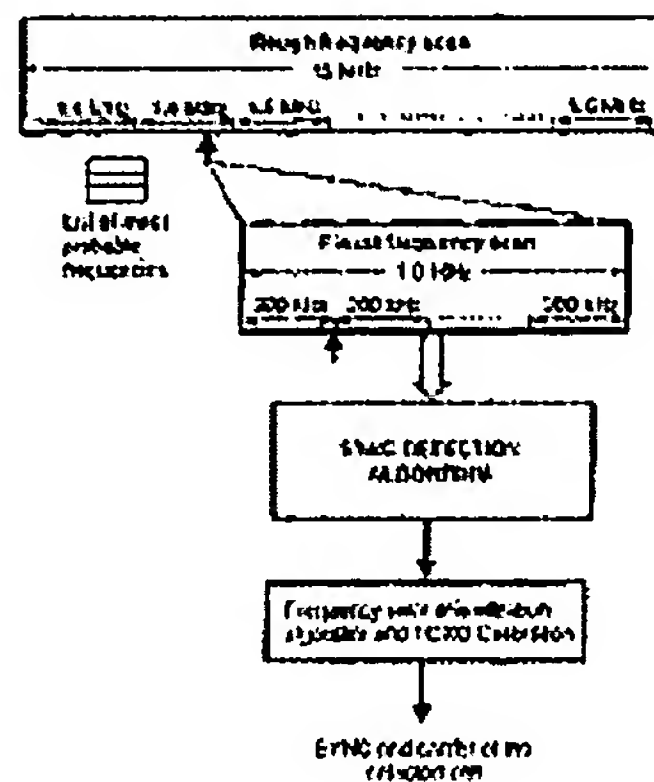
Applicant:	500140655 Siemens Mobile Communications Societa Bell Ationi Via Piero e Alberto Pirelli, 10 Milan, Italy 20126
Agents:	100072051 Kosaku Sugimura, patent attorney, and 6 others

[There are no amendments to this patent.]

Abstract

The present invention discloses a method for executing search of the most desired target cell when mobile station MS is switched ON in UMTS systems, such as a 3GPP CDMA-LCR (low chip rate) of 1.28 Mcps-TDD (time division duplex) mode and TD-SCDMA of the same (time division-synchronized CDMA). The signal of the MS antenna is the sum of various RF downlink frames from various carriers in the allotted frequency ranges. A DL synchronization time slot and a BCCH TS0 are both transmitted at full power in the frames. The first contains one of 32 SYNC codes allotted to the cell base. According to the prior art, when there is no preceding knowledge due to the absence of a common downlink pilot, the MS can realize correlation of the received frames in all of the 32 SYNCs stored in said MS for detecting the BSIC of a cell pertaining to power measurement for the channel raster of all of the frequencies stored in an SIM card. According to the 2-step method of the present invention, for power measurement, without interfering with the correlation step, operation is performed with 2-step scanning of the PLMN band. When the last frequency is selected, the frame related to it becomes the unique correlation frame. In the transformation, a frame period of about 5 ms is required for at least one frame period of the whole 15 MHz band, and the transformed A/D and digital set are stored. Rough scanning is executed such that the digital set is multiplied by the digital IF adjusted by the step width of the channel band (1.6 MHz) on the edge of the 15 MHz band, and the baseband signal is filtered with a Root Raise Cosine low-pass filter. The 5 ms baseband signal is subdivided into 15 blocks of half time slots (337.5 μ s), and the power of each block is measured. The power of the highest power block indicates the priority order of each frequency. The highest power values are set in a spectral table together with the load index of each frame. The load index is the proportion of the time slot in the loaded frame nearly equal to the highest power block. The three highest power frequencies are selected by means of continuous scanning. A second step search is executed just like the first search. For the IF step, the width at the current time is 200 kHz, and it only covers 1.6 MHz surrounding a selected frequency. A last frequency

is selected for the continuous correlation step. The frequency error of the MS reference transmitter is amended with data addition technology and a constitution value stored for continuous connection (Figure 9).



Claims

1. A method for an initial cell search characterized by the following facts:

in the initial cell search method of a cellular telephone network, which transmits wireless signals, such as plural modulated carriers, in an allotted band from the downlink of one or several transmission/reception base stations (BTS1, BTS2) to at least mobile station (MS1), the transmitted signals are subdivided in advance into frames having a prescribed period; the frame is subdivided into plural timeslots containing synchronization timeslot (DwPTS) and timeslot (TS0) related to service channels (P-CCPCH1, 2) that transmit information pertaining to the transmitting cell; both timeslots transmit at or near the highest permissible power; said synchronization timeslot (DwPTS) contains the synchronization sequence (SYNC) indicating the service channel for receiving the identification information of the transmitting cell, and, when mobile station (MS) is switched ON, the following steps of operation are performed:

a) a step in which scanning is performed for a band with a bandwidth roughly equal to the channel bandwidth of said modulated carrier (1.6 MHz) and with the bandwidth allotted in first frequency steps in agreement with a channel raster sent as a notification to the mobile station for transforming the channel band of the scanning frequency to the baseband so that the initial digital set becomes at least one frame period;

b) a step in which the following operation is performed: for each first frequency step (1.6 MHz), the initial digital set is subdivided into sequential blocks with a fixed period, and the power of each block is computed; a priority order corresponding to the highest power block is

allotted to the scanning frequency, and the scanning frequency at least having the highest priority order is signal leveled;

c) a step in which the following operation is performed: in second frequency steps with the same bandwidth as the adjacent position of the raster (200 kHz), the peripheral channel band of the selected frequency/frequencies is scanned, and the channel band of the scanning frequency obtained for the second digital set length of at least one frame period is transformed to the baseband;

d) a step in which the following operation is performed: for each second frequency step (200 kHz), the second digital set is subdivided into sequential blocks with a fixed period, and the power of each block is computed; the priority order corresponding to the highest power block is allotted to the scanning frequency, and the scanning frequency having the highest priority order is selected;

e) a step in which the last frequency having the highest absolute priority order among the frequencies selected in steps b) and d) is selected; and

f) a step in which said synchronization sequence is distinguished from the second digital set of the last frequency and the transmitting cell is identified.

2. The method for an initial cell search described in Claim 1, characterized by the fact that in step a), the following operation is performed:

all of said allotted wireless frequency bands are transformed to intermediate frequency IF;

said IF signal is converted from an analog signal to a digital signal, and said digital set is stored (in a buffer) during at least one frame period of all of the allotted bandwidth;

the stored digital set is scanned by means of the digital intermediate frequency IF transformed in said first frequency steps (1.6 MHz) so that its digital set is multiplied, and said first digital set is obtained from the output of the baseband filter (RX filter) having the channel bandwidth.

3. The method for an initial cell search described in Claim 2, characterized by the fact that in step c), the following operation is performed:

said stored digital set is scanned by means of the digital intermediate frequency IF transformed in said second frequency steps (200 kHz) for the selected channel band of frequency/frequencies so that the digital set is multiplied, and said second digital set is obtained from the output of said baseband filter (RX filter).

4. The method for an initial cell search described in Claim 1, characterized by the fact that in step a), the following operation is performed:

the channel band of the frequency scanned with said first frequency steps (1.6 MHz) is converted to intermediate frequency IF;

said IF signal is converted from an analog signal to a digital signal, and said digital set in at least one frame period is stored (in a buffer);

and said stored digital set is multiplied by fixed digital intermediate frequency IF, and said first digital set is obtained from the output of the baseband filter (RX filter) having the channel band.

5. The method for an initial cell search described in Claim 4, characterized by the fact that in step c), the following operation is performed:

the channel band of the frequency scanned with said second frequency steps (200 kHz) is converted to intermediate frequency IF;

said IF signal is converted from an analog signal to a digital signal, and said digital set in at least one frame period is stored (in the buffer);

and said stored digital set is multiplied by fixed digital intermediate frequency IF, and said second digital set is obtained from the output of the baseband filter (RX filter).

6. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that the first frequency steps have a bandwidth equal to half the channel bandwidth.

7. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that at least for a subset of the scanned frequencies, the frame load index (%Busy) is computed as the proportion of the timeslots (TS0, ... TS6) with power over that of a preset portion (S) among the power in the highest power block, and the highest frame load index decreases the priority order of the selected frequencies having nearly the same priority order.

8. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that said preset portion (S) is $3/4$ the power of the highest power block.

9. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that said digital set lasts through plural frame periods, and the power of the sequence blocks is averaged as calculated for plural blocks.

10. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that the frames of the adjacent transmission/reception stations (BTS1, BTS2) are taken as frames synchronized with each other.

11. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that the period of each block spans half a timeslot.

12. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that the synchronization sequence transmitted with the synchronization timeslot (DwPTS) is taken as one of N synchronization sequences related to the cells in a one-to-one relationship, and, it is taken as the synchronization sequence (SYNC) of said transmitting cell

distinguished by correcting the second digital set correlated to the last frequency of the N synchronization sequences stored in mobile station (MS1) and by selecting the one generating the highest correlation peak.

13. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that the three frequencies scanned and having the highest priority order are selected in step b).

14. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that the timeslots are shared by means of encoding division.

15. The method for an initial cell search described in any of said claims, characterized by the fact that the timeslots are divided into two groups; the first group is taken as a group for receiving a downlink signal, and the second group is taken as a group for transmitting an uplink signal.

16. A mobile station characterized by the following facts: the mobile station is for use in a cellular system telephone network that operates as follows: wireless signals, such as plural modulated carriers, are transmitted in an allotted band from the downlink of one or several transmission/reception base stations (BTS1, BTS2) to at least mobile station (MS1), the transmitted signal is subdivided in advance into frames having a prescribed period; a frame is subdivided into plural timeslots containing synchronization timeslot (DwPTS) and timeslot (TS0) related to service channels (P-CCPCH1, 2) that transmit information pertaining to the transmitting cell; both timeslots transmit at or near the highest permissible power; said synchronization timeslot (DwPTS) contains synchronization sequence (SYNC) indicating the service channel for receiving the identification information of the transmitting cell; the mobile station has a frequency conversion means (RX filter, RF local oscillator, IF filter, IF local transmitter), analog/digital converter (ADC), and baseband processor (baseband processor RX) connected to a SIM card containing a channel raster of the permissible frequencies in the allotted band; in addition, it contains a memory buffer (buffer) that stores the data with one or several frame periods modulated, and a firmware that controls the baseband processor and executes the steps of the initial cell search method described in Claim 1.

17. The mobile station described in said claim characterized by the following facts:

said frequency conversion means contains a wireless frequency local oscillator (RF local oscillator) and an analog mixer; it converts the entirety of the wireless frequency band allotted to the band of the analog band-pass intermediate frequency filter (IF filter);

said analog/digital converter (ADC) is arranged downstream of said intermediate frequency filter (IF filter), and it digitally converts the entire allotted band;

said memory buffer (buffer) is arranged downstream of the analog/digital converter (ADC), and it stores the digital set of the entire allotted band.

18. The mobile station described in said claim, characterized by the fact that said frequency conversion means also contains a numerical intermediate frequency transmitter (IF local oscillator) according to either said first frequency steps or said second frequency steps, and a digital multiplier that converts the band of the scanned frequency to the channel band of the baseband filter (RX filter).

Detailed explanation of the invention

Technical field

[0001]

The present invention pertains to a wireless mobile system, or, more specifically, it pertains to a method for an initial cell search that can perform an initial cell search in a timeslot system and the constitution of a mobile station (MS).

Prior art

[0002]

In order to detect a cell, an initial cell search is performed in switch-ON by an MS. Reliable decoding for the downlink data from the cell is possible, and the cell has a high probability of communication on the uplink. According to the novel third-generation PLMN (Public Land Mobile Network), said PLMN has said characteristics added to those of the existing PLMN, and processing of an initial cell search becomes significantly problematic for a MS (mobile station) due to the presence of plural operating bands and various synchronization requests.

[0003]

Figure 1 shows a simple scenario of the general wireless frequency that may face mobile station (MS1). According to the scenario shown in the figure, there are three cells, that is, cell (1) where MS1 is set, and two adjacent cells, that is, cell (2) and cell (3). MS2, which may become an interference, is located in cell (3). Here, with a corner-excited constitution, the cells act as BTSs (transmission/reception base stations (only BTS1 and BTS2 are shown here)). Two different PLMN systems, that is, PLMN1 and PLMN2, share the same BTS. The analog signal of MS1 is the sum of the various RF frames arriving from the different carriers (carriers) corresponding to two systems. PLMN1 is one of the following systems based on CDMA (code division multiplex access) technology, that is, 3GPP (3rd Generation Partnership Project) UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). In the related 3GPP, the UTRA (Universal Terrestrial Radio Access) interface is specified. The UTRA standard establishes the minimum RF characteristics of the FDD (Frequency Division Duplex) and TDD (Time Division Duplex)

modes. The 3.84 Mcps (Mega-chips-per-second) FDD mode is known as W-CDMA (wideband). On the other hand, the TDD mode contains the 3.84 Mcps HCR (high chip rate) option and 1.28 Mcps LCR (low chip rate) option. The characteristic feature of 1.28 Mcps standard is that it was jointly developed by a partnership of the present patent applicant and the CWTS (Chinese Wireless Telecommunication Standards). TD-SCDMA (time division synchronization CDMA) radio transmission technology (RTT) developed based on it has been proposed as 3GPP by the CWTS Committee. For the system, as the main feature, synchronization is taken for BTS between adjacent cells, so that different from the last version, the same physical layers as UTRA-LCR-TDD are adopted. PLMN2 may be one of the following types of PLMN, namely, GSM900 MHz (Global System for Mobile Communications), DCS1800 MHz similar to said system (Digital Cellular System), GPRS (General Packet Radio Service), and EGPRS (improved GPRS) that allows management of the packet data. In PLMN2, f_{BEAC1} and f_{BEAC2} refer to the two beacon carriers broadcast by means of BTS1 and BTS2, respectively. Each beacon carrier complies with known cluster regulations for allotment of frequency, and it accompanies the subset of the GSM carrier used in the cell. In PLMN1, it is considered that the CDMA carriers are not limited to three for each cell. For the cluster regulation of GSM, instead of obligation to PLMN1, PLMN1 differs from PLMN2 in that according to the traffic plan, the adjacent cells may use the same or different frequencies. In the following explanation, MS and UE will have the same meanings as BTS and BS (base station).

[0004]

The communication authority of the country usually allots the frequency bands to various PLMNs to avoid overlapping or mutual interference. In Tables 1-4 of Appendix A, all of the standard frequency bands for said PLMNs are contained. With an initial cell search, a list of the permissible cells of the selected PLMN after sorting with falling priority order (by means of virtual PLMN1 shown in Figure 1) is obtained. If the list is not empty, MS selects the cell with the highest priority indicating presence in the network and access to the service is selected. Because the wireless interface constitutions of different standards are different, for the initial cell search using MS, although the filing standard of a priority order list according to decrease in the power of the received beacon carrier (GSM) or beacon channel (CDMA) is for general purpose use, there are certain characteristic features for the selected PLMN. The power measurement of the initial cell search is usually performed with MS. For MS, because in practice, the carrier used for broadcasting the system information is not known, the MS should search all RF channels in the various selected PLMN operating bands. In order to execute said search at high speed, MS may optionally store the list of carriers used by the selected PLMN in the last operation (the carrier used is a subset of the permissible carriers) in the SIM card (Subscriber Identity Module),

a nonvolatile memory that allows the operation of MS. In order to execute the operation perfectly, an MS that has been set in the cell repeatedly performs the cell selection treatment and cell re-selection treatment instead of the initial cell search.

[0005]

In order to appropriately set the technical topic to be addressed by the present invention, various physical layers and the related cell search treatment must be considered. Figures 2a and 2b concern GSM. Figure 3 concerns UTRA-FDD. Figure 4 concerns 8.84 Mcps UTRA-TDD. Figure 5 concerns both UTRA-TDD and TD-SCDMA of 1.28 Mcps. Here, GSM is based on both FDMA (frequency division multiplex access) technology and TDMA (time division multiple access) technology. On the other hand, for a UTRA system, for multiplex access, CDMA is annexed with an entirely different scheme. It is well known that CDMA can be realized by performing addition judgment for the codes of the K-bit stream of the baseband sent from K1 users, and each stream can be obtained by multiplying (modulating) the bits over-sampled for the original signals by means of the K2th diffusion sequence obtained from K orthogonal groups (because $K1 \leq K2$ and $K2 \leq K$, a single user can handle more than one code), the so-called OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factory Codes). The original channel band obtained in said modulation is expanded, and the information is expanded to a wide CDMA channel band. CDMA is different from GSM. Since adjacent CDMA cells can use the same frequency, CDMA adopts different system logics to distinguish various cells from each other. Various pilot sequences related to midambles and scramble code groups allotted based on the cells are used in the system in order to distinguish between adjacent cells. The cycle shift of the midambles and the synchronization sequence are also used for more detailed distinguishing of the interior of a service cell. Figure 2a is a diagram illustrating an example of a GSM signal multiframe for intermediate/small size BTSs (wireless base station). As shown in Figure 2b, the signal multiframe contains 51 basic frames, with each frame having a length of 4.615 ms. Characters F, S, B and C stand for the following, respectively: FCCH (Frequency Correction Channel), SCH (Synchronization Channel), BCCH (Broadcast Control Channel), and CCCH (Common Control Channel). Here, Figure 2b shows physical bursts of FCCH and SCH downlink channels. An FCCH burst, in order to be able to correct the clock frequency of the MS oscillator when the burst is received (and can be easily recognized), contains 142 useful bits with logic level "1." An SCH burst contains a 64-bit "synchronization sequence" and 2x39 encryption bits at the midamble position. Normally, an SCH burst receives with an 8-timeslot delay (45.6 ms) from an FCCH burst. Consequently, a mobile that has corrected its own clock frequency can correctly identify the position of the synchronization sequence of the received burst, and the instant of start of the timeslot and the frame. For an initial access to the network or as a

synchronization requirement for the GSM mobile in the original idle state, there is a delay of 45.6 ms. The encryption bits contain information needed to restructure the frame number FN to complete the synchronization treatment, or they contain the BSIC field (base station identification code) for use by the mobile, and BCCH carriers (beacons) of the servicing cell are distinguished from the BCCH carriers of the adjacent cells. The BCCH channel is for construction of system information of downlink for conventional use, such as the channel of the cell, and for diffusion of the list of BCCH carriers of the adjacent cells that perform level measurement, identifier of the location area, and several parameters for cell selection and re-selection operation, complete cell identifier, operating parameters of the MS in the idle mode, and random access parameters. The channels of CCCH in two directions contain three subchannels. The first subchannel is an AGCH (Access Guard Channel), the second subchannel is a downlink PCH (Paging Channel), and the third is an uplink-common RACH (Random Access Channel). Concerning the means of the initial cell search, when the fact that the scanning frequency is the beacon frequency is recognized by means of the FCCH channel, MS starts to search the FCCH channel. If not, scanning is performed with frequency number $N+1$. When the FCCH channel is detected, the frequency and frame synchronization mechanism explained briefly above and executed by means of two FCCH and SCH channels detect the start of timeslot T_0 and the frame. Consequently, power measurement of the FCCH, SCH and BCCHY channels is possible. These channels operate at full power and continuously transmit for cell search, cell selection and re-selection, and handover. The power measurement pertaining to each beacon frequency is recorded in the priority order list. The selected cell is one of those related to the top carrier of the priority order list.

[0006]

Figure 3 is a diagram illustrating the basic wireless synchronization frame of 3GPP UTRA-FDD (W-CDMA) (see List 4 of 3GPP TS25.211, Version 4.2.0 (2001-09)). A downlink frame has a length of 10 ms, and each contains 38400 chips belonging to 15 timeslots TS_0, \dots, TS_{14} each having 2560 chips. The initial 256 chips of each timeslot are allotted to the downlink synchronization channel SCH for use in the cell search. Said SCH channel consists of two subchannels, that is, first SCH and second SCH. Their digital pattern is not orthogonal to the other diffusion channels, and can be distinguished from other diffusion channels even in a noisy environment. The first SCH consists of a 256-chip modulation code known as the first synchronization code (PSC), and its code is also the same as that of the cells in the system. The second SCH consists of a 256-chip modulation code known as the second synchronization code (SSC). The code is transmitted parallel to the first PSC. SSC code represents $C_s^{i,k}$ when $i = 0, 1, \dots, 63$ represents the number of the scramble code groups, and $k = 0, 1, \dots, 14$ represents the

timeslot number. Each SSC code is selected from a group of 15 codes of a length 256. The second SCH sequence indicates the code group where the downlink scramble code of the cell belongs. Other important downlink control channels are the first common pilot channel (P-CPICH) and the first common control physical channel (P-CCPCH). Here, the P-CPICH channel has the following characteristic features. Each cell has one, and only one, P-CPICH. It is broadcast from all cells, and it is scrambled by a first scramble code allotted by means of the cell base. Said P-CPICH channel is used for distinguishing the scramble code group of the cell. The P-CCPCH channel is the physical channel with a fixed rate for transmission of the BCH transmission channel (30 kbps, SF = 256). Said SCH, P-CPICH and P-CCPCH channels are continuously transmitted at full power for all cells for the initial cell search. With regard to the cell search (see 3GPP TS25.214, Version 4.2.0, 2001-09, Release 4), it is usually executed in three steps at each scanning frequency.

Step 1

Slot synchronization: During the first step, UE uses the first synchronization code of SCH to realize slot synchronization for the cell. This is usually performed by means of a single matched filter (or similar device) for matching all cells with a common PSC code. Slot timing of the cell is possible by detecting the peak in the output of the matched filter. On the other hand, the frequency of the reference oscillator of UE can be adjusted to meet specifications.

Step 2

Frame synchronization and code group identification: During the second step, UE uses the second synchronization code of SCH to determine the frame synchronization, and identifies the code group of the cell obtained in the first step. This is performed by means of correlation of the received signals with all possible SSC sequences and identification of the maximum correlation value. Because the cyclic shift of the sequence is unique, the code group and the frame synchronization are determined.

Step 3

Scramble code identification: During the third and last step, the UE correctly determines the first scramble code used by the obtained cell. The first scramble code is usually identified for each symbol (symbol-by-symbol) with the code group identified in the second step via CPICH. After identification of the first scramble code, the first CCPCH is detected, and the system and cell unique for the BCH information can be read. When information concerning the searched scramble code is received, UE can easily perform said steps 2 and 3.

[0007]

The power measurements corresponding to various scanning operations are recorded in the priority order list. The first scramble code is related to the top carrier in the priority order list. Usually, power measurement is possible in SCH, P-CPICH and P-CCPCH channels. In the initial cell search, by means of measurement of the reception power corresponding to only the first SCH channel, high speed operation can be realized for overall frequency scanning.

[0008]

Figure 4 is a diagram illustrating a basic wireless synchronization frame of 3GPP UTRA-TDD at 3.84 Mcps (3 GPP TS525.221, Version 4.2.0 (2001-09), Release 4). This frame has a length of 10 ms, and each contains 38400 chips belonging to 15 timeslots TS0,... TS14 each having 2560 chips. The purpose of the SCH channel is similar to that of UTRA-FDD shown in Figure 3. The SCH frame contains one or two SCH timeslots away from each other by 8 in position (such as TS0 and TS8). One first SCH and three second SCHs are set side-by-side. Said first SCH and second SCHs have delays that are offset from the start of the timeslot. The first common control physical channel (P-CCPCH) is set at a position (timeslot/code) for identifying the physical synchronization channel (PSCH). The broadcasting channel (BCH) is a downlink common channel mapped to the P-CCPCH channel with respect to information unique for the broadcasting system and the cell. In consideration of the purpose of the measurement, the physical channel at the prescribed location (timeslot, code) has prescribed physical characteristics known as beacon characteristics. The physical channel having the beacon characteristics is called a beacon channel, and it is set at a beacon location. The beacon location is determined by the SCH channel. The overall effect of the beacon channels is that a beacon function is provided, e.g., a reference power level of the beacon locations. In this way, the beacon channels should be present in each wireless frame. With this definition, it can be seen that a P-CCPCH channel always has beacon characteristics. Concerning the cell search, at each scanning frequency, the initial cell search is usually performed in the same three steps as the steps in the case of said UTRA-FDD, and the standard of the top list cell selection is also the same.

[0009]

Figure 5 shows the basic TD-SCDMA wireless frame. Its basic frame (see 3GPP TS25.221, Version 4.2.0 (2001-09) Release 4) has a duration of 10 ms. It is divided into two 5-ms subframes. In the frame length of 10 ms, the various subframes have the same frame constitution. A multiframe refers to a module of N frames. Each 5-ms subframes has data of 7 timeslots (TS0, ... TS6) of 6400 chips ($T_c = 0.78125 \mu s$) subdivided into three special slots

known as DwPTS (Downlink Pilot Time Slot), GP (Main Guard Period), and UpPTS (Uplink Pilot Time Slot). By adopting an appropriate constitution of the switching point as the numbers and results of the downlink and uplink timeslots, TS-SCDMA can operate in the symmetric mode and asymmetric mode. In the constitution, at least one timeslot (timeslot #0) should be allotted for downlink, and at least one timeslot (Timeslot 1) should be allotted for uplink. The data burst in the lower-left portion of this figure contains a central midamble and two identical data portions. The data portions diffuse by means of a combination of the channel code (OVSF 1, 2, 4, 8 or 18) and the scramble code. The scramble code and basic midamble code are constant in the cell. Simultaneous users of K1 sharing the uplink timeslot can be distinguished from each other by means of a K1 shift version of the basic midamble code. The DWPTS burst in the lower-right portion of this figure contains guard period GP and the SYNC sequence of 64 chips for use in downlink frame synchronization. Figure 6 is a diagram illustrating the 32 usable SYNC sequences that characterize the DwPTS pilot, 32 related scramble code groups, the relationship of the code groups to the midamble, and the TD-SCDMA standard for sharing the midamble shift with $K = 16$. It can be seen from Figure 6 that because SYNC and the basic midamble code group have a one-to-one relationship, the UE can recognize which four basic midamble codes are used. Then, the UE can use a trial-and-error scheme to determine the basic midamble code actually used. The same basic midamble codes are used throughout the frame. Because each basic midamble code is related to a scramble code, the scramble code is known by that time.

[0010]

The first common control physical channels (P-CCPCH 1 and P-CCPCH 2) are fixedly mapped to the first two code channels of time slot TS0 by 16 diffusion factors. The P-CCPCH channel is a beacon channel that continually transmits (like DwPTS) with an antenna pattern adopted over the whole cell range. The broadcasting channel (BCH) is a downlink common transmission channel mapped to the P-CCPCH 1 channel and P-CCPCH 2 channel with respect to information unique for the broadcasting system and the cell. BCH always transmits in TS0 together with the midamble code obtained by means of a first time shift from the basic midamble code. The location of the BCH blocks interleaved in the control multiframe is indicated by means of modulation using the QPSK (quadrature phase shift modulation system) of the DwPTS pilot pertaining the midamble code. Concerning the initial cell search, by means of the 3GPP specifications (TS25.224, Version 4.2.0, 2001-09, Release 4), the initial cell search is usually performed in four steps.

Step 1

During the first step of the search of DwPTS, the UE can realize DwPTS synchronization with respect to a cell using (DwPTS's) SYNC. This is usually done by means of one or several matching filters (or similar devices) in agreement with the selected SYNC-DL received from the PN sequence set. Said one or several matching filters (or similar devices) are used for this purpose. During this treatment, the UE should identify which of the 32 usable SYNC sequences is used. On the other hand, the frequency of the reference oscillator of the UE can be adjusted so that the specifications (0.1 ppm) are met.

Step 2

Scramble and basic midamble code identification: During the period of the second step of the initial cell search treatment, the UE determines the midamble and the related scramble code of the kth data burst. According to the result of the correct midamble code search, the UE goes to the next step, or it may return to step 1.

Step 3

Control multiframe synchronization: During the third step of the initial cell search treatment, the UE searches the MIB (Master Indication Block) of the multiframe of the BCH. According to the result, the UE goes to the next step, or it may return to step 2.

Step 4

Read of BCH: The (complete) broadcast information of the cell found in one or several BCHs is read. According to the result, the UE may return to the preceding step, or the initial cell search may be terminated.

[0011]

The explanation of the prior art usually includes almost all well known digital PLMNs. Third-generation cellular systems other than 3GPP have characteristic features that allow wide use in standardization.

Disclosure of the invention

Problems to be solved by the invention

[0012]

Abstract of technical topics to be addressed

In consideration of the worst case in which when a mobile station is switched on, it does not have existing knowledge of the carrier used for broadcasting of the system information by

the system, the sound procedure of the initial cell search scans all permissible carriers within the operating band of the selected PLMN. The sound procedure can provide reliable information for path loss of the scanned carrier. Consequently, the mobile station performs measurement corresponding to at least one beacon channel needed for detection on the other side during this period. Detection of the beacon channel means detection of all related physical elements formed by the beacon channel according to the selected PLMN. The first physical element considered is the frequency. The second physical element is that the baseband digital signal is temporarily subdivided into discrete time intervals (bursts, timeslots, subframes, frames, multiframes, etc.). The third physical element is the digital pattern transmitted with the beacon burst. The physical elements specially characterize the beacon channels used in the PLMN under attention in the prior art. It is effective to note the following features.

- GSM uses the frequencies of FCCH and SCH as well as the time synchronization patterns common to the entire system. In addition, the SCH channel includes the BSIC for identifying the cell that transmits the received FCCH and SCH beacons.

- During a downlink operation, the 3GPP UTRA-FDD and 3GPP UTRA-TDD 3.84 Mcps option use the first SCH subchannel common to the entire system for timeslot synchronization, and the second SCH channel and CPICH channel are used to obtain a cell-based scramble code group and single scramble code.

- For the 3GPP UTRA-TDD 1.28 Mcps option or TD-SCDMA, all cells use well known 32 DwPTS downlink synchronization sequences. One of said 32 DwPTS sequences is allotted to a single cell for obtaining the respective scramble code group and the single scramble code.

[0013]

The procedure of the initial cell search has the same number of scanning steps as the number of permissible carriers. In each scanning step, the operation includes selection of the carrier, detection of the beacon channel for transmitting appropriate cell information, and measurement of power in the channel bandwidth when a beacon channel is generated. The scanning raster is 200 kHz for said PLMNs. The channel bandwidths are significantly different. That is, 200 kHz for GSM, 5 MHz for 3GPP UTRA-FDD and the 3GPP UTRA-TDD 3.84 Mcps option, and 1.6 MHz for the 3GPP UTRA-TDD 1.28 Mcps option and TD-SCDMA. The selection of the carrier is effectively performed. However, for detection of the beacon sequence, time for calculating a correlation between the received sequence and the known beacon pattern (or plural patterns) is required. In addition, there are the following features:

- For GSM, the speed can be very high for searching of the beacon channel by means of the FCCH channel indicating the SCH channel and with a delay of 8 timeslots. The FCCH can be detected very quickly. The correlation with the SCH can be simplified by means of a short

correlation window derived from detection of the preceding FCCH. By means of detection of an SCH pattern, frame synchronization in the BCCH channel corresponding to timeslot T0 of the next BCCH frames and the resulting power measurement are possible. In the GSM system, the initial cell search is quick and easy.

In the case of 3GPP UTRA-FDD and the 3GPP UTRA-TDD 3.84 Mcps option, because the first code is even longer (256 chips as compared with 64 bits) and a frequency correction channel that directly indicates the SCH channel does not exist, detection of the first SCH becomes less economical than GSM. Although the situation is complicated, SCH detection can be completed in a reasonably short time with unification of the SCH pattern to the overall system. For said unification, only correlation is needed together with generation of the SCH sequence at each timeslot (2560 chips). Once timeslot synchronization is performed, other steps for obtaining CPIC and CCPCH beacons of the unique cell can be significantly simplified by means of the short correlation window. Power measurement of CPIC and CCPCH for recording the priority order list is inevitable. As a result, the initial cell search is not economical for the unique adaptive degree concerning GSM.

In the case of the 3GPP UTRA-TDD and TD-SCDMA systems of 1.28 Mcps, at each frequency of the initial cell search procedure, only the step of "DwPTS" is required for the UE such that all 6400 chips of the frame are correlated with one sequence with a length of 64 chips of 32 SYNC sequences. Such formidable task (long correlations of N-frequencies x 32) is much larger than the computing power of the UE to in fact make a reasonably high speed cell search impossible.

[0014]

Objective of the present invention

The main objective of the present invention is to provide a method for an initial cell search that can solve the problems that occur in TD-SCDMA and all similar systems.

[0015]

Another objective of the present invention is to provide a treatment that enables correction of error in frequency when a target carrier has been selected.

[0016]

Yet another objective of the present invention is to provide a mobile station that can realize the method described in the claims.

Means to solve the problems

[0017]

Abstract and advantages of the present invention

In order to realize the aforementioned objective, the present invention provides a method for an initial cell search as described in the method claims. In addition, the objective of the present invention is a mobile station that can realize the method described in the claims as shown in the device claims.

[0018]

As described in the claims of the present patent application, according to the method of the present invention, frequency scanning in the related band is finished before transition to the correlation step for cell detection. Without entering the correlation step, by means of only the spectral information generated from the transmission power, frequency scanning is performed continuously in the band. This is a novel scheme with respect to the cellular system of the prior art. In the prior art, steps of frequency scanning are interleaved with the correlation step by a pilot channel common to the overall system (such as FCCH and SCH bursts of the GSM, or the P-SCH burst used in both W-CDMA and UTRA-TDD-HCR). A detailed description concerning initial frequency scanning, such as the method of the present invention, does not exist. The characteristic features disclosed are useful for those systems, and the common pilot is not predictable in synchronization of downlink of the mobile station. The only synchronization tool is a group of synchronization sequences correlated one-to-one with the cells. The method presented has the advantage that interleaving for correlation that can hardly be handled in each frequency step does not exist. In addition, because only subsets of all permissible frequencies are tested, for 2-step frequency scanning, which is rough in the initial step and fine in the later step, the scanning operation has a rather high speed. By generalizing the method, it can be adopted in systems other than TDD, and sorting is easy in said systems where a common pilot is present. In this case, 2-step frequency scanning is finished initially, and then the finally selected frequency digital set and the common synchronization burst SCH in the overall system are correlated, so that the initial cell search can have a high speed. In the case of GSM, this treatment method leads to both BSIC and BCCH channels with a single correlation step. On the other hand, for W-CDMA and UTRA-TDD-HCR, all possible second SCHs (16) and a continuous correlation step are needed. In both cases, the overall number of correlations is much smaller than with the conventional approach. The novel treatment of the present invention is in analysis of the state of power evaluated for a prescribed time period of the signal (usually a frame). The treatment is needed because a continuous pilot channel is not present in the system.

[0019]

With regard to power measurement, a baseband frame (5 ms) is stored at each frequency step. The stored signal is subdivided into blocks spanning a period of half of a timeslot, and the power of each block is computed. The blocks with a size of half of a timeslot form an optimum selection for TD-SCDMA. In the TD-SCDMA, P-CCPCH and Dw-PTS occupy two adjacent timeslots, and, by appropriately changing the length, matching with other PLMNs is possible. As a result, the shape of the power envelope influences a trade-off relationship between the need for attenuation and the need to save the unitary concept of timeslot, so that a significant change in the envelope along a timeslot will not occur. Because the raster is usually shorter than the service burst, the effective final standard for PLMNs other than TD-SCDMA is the standard of having a block length at least half the period of a synchronization sequence. This standard maximizes the peak of the power envelope.

[0020]

According to the present invention, for each scanning carrier, the highest power block of the frame is stored in a spectral table of the MS, and the carrier related to the highest power block is selected by means of raster scanning. The same standard is used for selecting the target carrier. This standard is simple, and it is reliable in almost all real states. If an MS arranged in a first cell and that arranged in an adjacent cell are transmitted at the same frequency (the system concerned is CDMA-TDD), the MS corresponds to the common frequency, and the power as the sum of the signals received from both cells is measured. It corresponds to all timeslots. The common carrier is registered in the MS spectral table with the power of the highest power block so that the result is obtained only from two cells. The sum of the power received from the two cells increases the probability of selection of the common frequency. Even in such environment, the successive correlation step can distinguish between the SYNC code of the two cells and insufficient cross correlation by means of sufficient automatic correlation characteristics of the SYNC code. In the method of the present invention, downlink synchronization of adjacent cells is not strictly required. However, as a characteristic feature, it is especially useful for a TDD system of mobile stations located between two cells. As to be explained below, in such case, more realistic selection by means of frame synchronization is possible.

[0021]

According to the method of the present invention, the "load" of a frame as a new index appropriate for an initial cell search is additionally introduced. The frame load index is computed from the state of the power envelope along the concerned frame, and this index corresponds to the proportion of timeslots of the computed power threshold. The frame load index is favorably

contained in the spectral table near the highest power block (see %Busy in Figure 12). Under certain assumptions, this index gives some idea concerning whether the timeslots in the frame are busy. An "unloaded" frame has a higher probability, and it contains more vacant timeslots than an "unloaded" [sic; "loaded"] frame. If two carriers have the same highest power block power, selection of the carrier with the lower load index increases successful attempts of call setup on average. At least one timeslot (DwPTS, TS0) is transmitted at the highest power or near the highest power, so the aforementioned selection standard based on the highest power block permits selection of the low-load frame. The state of a reliable frame load index occurs with high reliability indoors, or the MS is far from the cell boundary, so that influence of adjacent cells is not significantly received. Inside an isolated cell or nearly isolated cell, frames with the same load index contain the same number of busy blocks. If not, the block overruns the power threshold with the adjacent cells being a significant factor, so that it may become busy. As a result, the busy index is not reached.

[0022]

In the TD-SCDMA or other wireless access systems based on the time division duplex (TDD) mode, frame timing synchronization is an important characteristic feature for minimizing interference and optimizing the provided traffic capacity. Frame timing synchronization can respond to synchronization of slots, frames, multiframes or hyperframes of BTSs of the network. Time slot synchronization can avoid interference of a wireless link of a timeslot that formerly influenced the wireless link of two timeslots in adjacent cells. Frame synchronization guarantees that the uplink and downlink transmission direction is determined at least for adjacent cells. At the same time, the receiving mobile (MS1 in Figure 1) does not become saturated due to the nearby transmission mobile (MS2 in Figure 1) arranged in the adjacent cell (cell (3)). Control multiframe synchronization guarantees that logic channels (such as PCH, BCCH, ...) of the same type are broadcast by adjacent cells in the same time frame. As a result, high speed cell re-selection is possible in MSs without interruption when related system information is detected. Frame timing synchronization can be realized with various methods or combinations thereof. That is, just as disclosed in International Patent Application No. WO01/17137 filed on July 24, 2000 by the present patent applicant, by transmitting synchronization pulses via a cable, a BTS together with a GPS (Global Positioning System) receiver is possible, and by detecting a time reference signal, finally synchronization of the base station in mutual space can be realized.

Optimum embodiment of the invention

[0023]

The characteristic features of the present invention are novel, as described in the annexed claims. In the following, an explanation will be given in more detail regarding the present invention together with its objective and advantages with reference to application examples together with annexed figures. However, the present invention is not limited to the application examples.

Appendix A: Tables 1A-4A contains all standardized frequency bands for the most popular PLMNs.

Appendix B: Table 1B shows the number of repetitions of the frequency scanning method.

Appendix C: Tables 1C-7C list the test environment background and the results of useful simulations for testing of the method of the present invention.

[0024]

Detailed explanation of the invention

Figures 1-6 have been explained above. Figure 7 shows an example of a narrow band constitution free of restriction in a BTS transmitter of the prior art. This transmitter contains a BSC (Base Station Controller) interface for transmission of a protocol message related to carrier transmitters of the same number as that of planned carriers in the cell. Each carrier transmitter contains at least the following blocks: baseband processor TX, QPSK modulator, two equivalent RRC (Root Raise Cosine) type TX filters with a low-pass channel band (1.6 MHz), an IF oscillator (digital), an adder (SUM), and an RF-TX. Said baseband processor TX receives the protocol message and treats messages according to the specifications. In particular, baseband processor TX generates traffic and control transmission frames, as well as multiframes diffused to K-channels according to Figure 5. Said QPSK modulator generates in-phase and in-quadrature I, Q frames filtered by the two TX filters. The I, Q frames are digitally converted to intermediate frequency IF, and they are added by digital adder SUM. As a result, TX frames carry out general treatment from the viewpoint of transmission (described in detail with respect to the block of RX-TX), and they are then under the RF-TX of the succeeding block. Wireless frequency signal $s_1(t)$ is a QPSK modulated carrier that transmits the TX frames in the microwave spectrum with a channel bandwidth of 1.6 MHz. The final RF (radio frequency) signal includes carriers $s_1(t), \dots, s_p(t)$ dispersed and modulated in the PLMN band.

[0025]

Figure 8 shows an appropriate UE receiver for realizing the method for an initial cell search of the present invention. The constitution shown in the figure is a widely adopted general

type that can be used in a second-generation MS receiver. Received signal $r(t)$ arrives at a band-pass RF filter, and the filtered signal is down-converted to IF by means of an analog mixer piloted by a signal generated by an RF local oscillator. The analog IF signal is then filtered by a band-pass IF filter, and is sent to an analog/digital converter ADC. The output of the ADC block is connected to a memory buffer having a capacity for accommodating at least about 5 ms of the digital signal arranged in it according to the arranged hardware option. By means of both of the hardware options, the memory buffer can have a capacity for accommodating about 5 ms of the digital signal, and the memory capacity also depends on the number of samples used to indicate each single chip (that is over-sampled). With regard to the output of the buffer block, the digital signal is divided into two portions that are sent to the first inputs of two equivalent digital multipliers, respectively. The input to the second multiplier is piloted by two signals different from each other by $\pi/2$ in the phase of the IF signal generated by a numeric IF oscillator. For the output of the multiplier, two baseband components I, Q of the in-phase and in-quadrature types are generated. The two components are filtered by the two equivalent low-pass RX filters of RRC type with a bandwidth of 1.6 MHz. This value corresponds to roll-off $\alpha = 0.22$ and the channel bandwidth B of the RRC filter at the chip rate of 1.28 Mcps, where $B = (\text{chip_rate} \times (1+\alpha))$. The I, Q filtered components are sent to a block with the name of baseband processor RX, and the baseband processor RX includes a ROM for storing a microprocessor, a related RAM, an input/output device, microprocessor firmware and the 32 SYNC sequences predicted for the system. Said baseband processor RX is connected to a SIM card, and a memory known as "spectral table" used in the cell search. The SIM card stores the related band and all carriers permitted in the band (channel raster). A block named terminal device is shown for completeness. Frequency scanning is executed based on two hardware options. These options depend on the constitution used, and they are performed by appropriately changing control signals RF-S and/or FF-S directly output to RF and IF.

[0026]

Usually, the constitution of the hardware for the UE is not restricted. Consequently, the following hardware options are usually arranged.

1. Both RF and IF filters have a bandwidth of 15 MHz, and the overall bandwidth is converted at the IF. Said analog/digital converter ADC treats the overall band based on the Nyquist standard pertaining to a sampling frequency of at least 30 MHz. The 5-ms single frame sampled at 30 M samples/s (or N frames in the case of averaging by N) generates about 150 K samples that have to be stored in the buffer memory. Frequency scanning is executed such that the stored digital sets are increased by changing the digital IF frequency in the step for sequential baseband conversion for the evaluation frequency (rough or fine). In this case, the RF-S signal is

fixed, and the FF-S signal is changed a little at a time. The frequency conversion technology of a digital signal is well known. Also, especially for a digital IF oscillator, from the ROM that stores a group of N^2 digital samples acquired from a sinusoidal wave ($1/4$ period is sufficient), 1 sample is read from N sequential samples, and a frequency N times the fundamental frequency is generated, so even more favorable operation is possible. By means of various samples of N^2 , sinusoidal signals can be represented in a number equal to the largest integer smaller than $N^2/2$. For digital multiplication, two signals should be input to each digital multiplier at the same rate.

2. Both RF and IF filters have a bandwidth of 1.6 MHz, or, the RF filter has a broadband while the IF filter has a bandwidth of 1.6 MHz. In the step of (rough or fine) conversion of frequency with IF for evaluation (of the superheterodyne), scanning is performed by changing the frequency of the RF local oscillator. When the bandwidth of the RF filter is 1.6 MHz, the RF-S signal that is changed a little at a time is also sent to the RF filter for adjustment of the selection frequency. The 5-ms single frame (or N frames when averaging by N) stored in the buffer memory is related only to the selected channel. In this case, the sampling frequency is at least 3.2 MHz, and the buffer memory stores about 16 K samples. The stored digital set is multiplied by the IF frequency, and the selected channel is converted to the baseband. In this case, the FF-S signal is fixed.

[0027]

Said first option has a characteristic feature that scanning is performed at even higher speed. Especially, when the multiplied set has to be stored for averaging treatment, a large capacity buffer is needed. As a matter of fact, according to the hardware option that is arranged, soon after switching ON of the UE, the firmware starts frequency scanning, and an intermediate result is written in a spectral table. Once the final frequency is selected, the microprocessor terminates the demodulation, the acquired signal is correlated with SYNCs permanently stored in the UE, and the target SYNC, the related code group, the midamble, etc. are detected. Once the target cell is detected, the processor performs frequency error correction for a reference oscillator (not shown in the figure) of the UE. The reference oscillator should have outstanding stability better than about 10 ppm. The error of the reference oscillator is due to temperature shift and the initial fixed error. The required stability, for example, may be realized by using a TCXO (temperature compensated crystal oscillator) as the reference oscillator. A commercially available TCXO has a stability corresponding to about ± 2.5 ppm in the temperature range of -30°C to $+75^\circ\text{C}$ and a fixed error of about ± 2 ppm. Frequency error correction requires a frequency change of only 200 Hz. In the allotted overall PLMN band, as a method for realizing a frequency step in the range from the order of one MHz to hundreds of Hz, well known technology of a frequency unified network based on PLL (Phase Locked Loop) in a linearly-

formed multiloop constitution is available. At this point, the RF and IF local oscillators are phase-locked to the reference oscillator, and all transmitters of the UE belong to the frequency unified network. For the frequency unified network, control signals RF-S and FF-S are received from the microprocessor, and appropriate frequency steps proceed. All oscillators of the UE are locked to the reference frequency, so that all errors generated by the oscillator should be used in the correction (to be explained later) if the aforementioned error restriction is not significant.

[0028]

With reference to Figure 9, the method for the initial cell search consists of the following steps.

Step 1

A data set of about 5-ms is required. The data in the UE antenna are the sum of several signals indicating a prescribed number of TD-SCDMA frames that operate at various carrier frequencies (by modulation). Each modulated carrier frequency channel band has a bandwidth of about 1.6 MHz. Table 4A lists all examples of TD-SCDMA bands. As shown in the figure, in the right column of frequency (RFN), the state of occupation of various bands is listed. For details, the nominal channel interval is 1.6 MHz, and the channel raster is 200 kHz while the carrier frequency should be a multiple of 200 kHz.

Step 2

In the related band, a rough search is performed. A search frequency step of 1.6 MHz is selected, but the step is also a portion of the search, and the channel filter is 1.6 MHz. At each frequency, the data power is evaluated by a power computing treatment (to be explained later). The spectral table shown in Figure 12 contains the spectral power of the analyzed PLMN band. From said spectral table, the subset of "more favorable frequency" is defined as the frequency related to the highest power in the table. The number of more favorable frequencies is arranged to be 3. The number of repetitions in the 15 MHz band is 8 (or 9 since it depends on the frequency of start of the scanning treatment) (Table 1B).

Step 3

The second search round is performed on the periphery of the "more favorable frequency" determined in the preceding step. The same treatment is performed for power calculation. The step is 200 kHz, and the channel filter is always 1.6 MHz. The spectral table is refreshed. The repetition number is 4x2x3, and the sum of the repetitions hitherto is 32 (Table 1B). The result of the second search round is a candidate frequency. The two scanings

are initially shifted a little for the overall RF spectrum, and operation proceeds as an analysis window with a size of 1.6 MHz (as the channel bandwidth), and then operation proceeds in a narrower area, and the spectral power in the window is measured. When the window fully overlaps the spectrum of the channel, the absolute highest power is measured (see Figure 10a). The constitution of the double scanning in the channel raster allows detection of the target frequency by means of fewer search steps than all the frequencies of the raster.

Step 4

The target cell is selected using a "SYNC detection algorithm" based on the result of the aforementioned frequency scanning. Once a SYNC is detected, the SYNC refers to information related to the TS0 BCH channel, midambles, scramble code group, and target cell.

Step 5

In the value of the target frequency determined at the end of the double scanning, an error with a size of about 20 kHz is predicted. Consequently, the frequency error of the reference oscillator inside the UE is corrected. If this frequency offset were not corrected, significant degradation would occur in performance for both reception of a downlink and transmission of an uplink. Due to problems related to downlink, poor decoding occurs in information bursts. Here, correction of the reference oscillator is a basic treatment included in the synchronization treatment executed after switching ON. With the return information of the SYNC code, the target frequency can be set near the optimum value.

[0029]

In the following, an explanation will be given in more detail regarding the aforementioned steps.

Step 1

A set of $6400 + 80 = 6480$ chips is required. Because the required set is subdivided into the integer value of a block of the same size as that of a half timeslot, the 80 chips are in excess of the length of the frame, so power computing is simplified.

Step 2

In Table 1B, the sum of repetitions executed in the case of rough frequency steps equal to 1.6 MHz and 0.8 MHz is compared for analysis of both 15 MHz and 20 MHz bands. The rough frequency steps are selected to agree with the raster frequencies. With reference to Figures 10a and 10b, the two rough frequency steps are compared with the assumption of ideal reception.

From such comparison, it can be understood that while the power observed in a rough step of 0.8 MHz is about half that in the case of a rough step of 1.6 MHz, it is about 3/4 the ideal signal power, and the number of steps of 0.8 MHz is doubled. With reference to Figure 11, consider the treatment of power calculation adopted in both rough scanning and fine scanning. The required data set is divided into 15 blocks of 432 sequence chips so that it is half a TD-SCDMA timeslot. In each block of the current frequency f_i , power $P(f_i)$ of the collected data is computed using the following equation:

[Mathematical Equation 1]

$$P(f_i) = \sum_{k=1}^{Bw} VI_k^2 + VQ_k^2$$

Here, Bw represents a 432-chip block window, and VI_k and VQ_k represent the effective values of the baseband components of the in-phase and in-quadrature modes of the k th chip. At the current search frequency f_i , the power of the highest power block is allotted. As to be explained later with regard to simulation, poor wavelength propagation inappropriately includes frequency rough scanning, so the operating frequency of the BTS is not observed, and the filter scanning is useless at this point. Failure to observe the frequency means that the power of the highest power block is equal to the noise threshold of the concerned frame. In such case, the result can be improved by means of averaging more frames. Here, averaging is possible using the following two schemes.

- According to the first scheme, 1 frame is executed in one round, and rough scanning is executed in N rounds, and the results are averaged.
- According to the second scheme, N continuous frames are obtained, and the power values of the corresponding blocks are summed for each new frame, and the average value of the N frames is obtained.

Even with averaging, residual operating frequencies not observed in the detailed range for the operator after a certain number of tests may exist. In this case, for the chance of addition, the microprocessor can start scanning at frequencies in another range where the UE can operate.

[0030]

In consideration of a scenario of weak interference between adjacent cells, the power distribution envelope along the frame influences the load of the various timeslots and their downlink/uplink (up/down arrows in Figure 11) in practice. In this case, the load of the frequency analyzed can be indicated using power measurements. It is assumed that blocks with equal power have the same load. The treatment consists of the following steps.

- The 15-block power value P_i of the acquisition window is stored.
- Maximum value P_{\max} is selected.
- Threshold S , such as $(3/4)P_{\max}$, is selected.
- Counter n is incremented for every $P_i > S \times P_{\max}$. In this case, n represents the number of blocks having nearly the same power as P_{\max} and with the same load as that of P_{\max} .
- According to the equation of $\% \text{Busy} = (n \times B_w \times 100) / (864 \times 7.5)$, the proportion of timeslots having the full load of a frame is computed. The value of 7.5 is obtained from the ratio of an acquisition window (6480 chips) to a timeslot (864 chips). The frame load index $\% \text{Busy}$ has a value of 40% in the case shown in Figure 11. This index is evaluated for the highest power frequency of K ($K \geq 1$), and it is stored in the spectral table near the power of the highest power block. The frame load index obtained in this way is not reliable in the following two states.
 - First, when the SN ratio (SNR, the Signal to Noise Ratio) is low (for example, ≤ 0), a low-load frequency may become fully loaded due to noise.
 - Second, when the channel rapidly varies, such as a vehicle (120 km/h or 250 km/h), a frame having a full load may seem lightly loaded due to a hole of fading.

In the two cases, by means of averaging of more frames, a higher reliability for the index $\% \text{Busy}$ is possible.

As shown in Figure 12, one can understand that the spectral table consists of two tables. The first table is for rough scanning, and the second table is for fine scanning. In order to simplify, in the figure, the rough scanning table lists only 8 frequencies with possible values for P_{\max} and $\% \text{Busy}$. After said table is completed, with the selection standard allotting a higher priority order to a frequency of higher power block, frequencies f_7 , f_4 and f_2 are selected in sequence from the lowest priority. With said selection, when the effective advantage is observed, doubt exists concerning f_2 , and the frame load index is included in determining it. Frequencies f_2 and f_3 differ by only 0.2 dB, and f_2 is busy while f_3 is unloaded during this period. In this case, it is preferred that f_3 be selected, so its priority order be over f_2 .

Step 3

The power computing in the second search round is the same as that of the initial scanning. Fine frequency steps are selected to match the raster frequencies. At the end of this step, the spectral table is complete, and a candidate frequency f_{cell} is selected during recording of the fine scanning table.

Step 4

An error of about 10 ppm is assumed since such error is allowed by the "SYNC detection algorithm." The position of DwPTS is determined by means of analysis of the correlation between the received signal and the 32 SYNC codes. Due to interference, AWGN (added white Gaussian noise) and channel fading, averaging of the analysis of a prescribed number or more frames is necessary. The performance of the algorithm is improved in the case of observation in the averaging window of plural frames, but the treatment time is significantly longer. Because the position of the DwPTS is unknown, based on the fact that the MS computes with correlation over the length of all frames, the main role is played from the viewpoint of the complexity of the computing operation. Here, two known possibilities are displayed, namely, correlation by means of an FIR (Finite Impulse Response) filter and correlation by means of FFT (Fast Fourier Transformation). First, consider the correlation by means of a FIR filter. In this case, if the complex symbol of the SYNC code is shown as s_i ($i = 1, \dots, 64$), the coefficients of the FIR filter become the bonding symbols $a_i = s_{64-i}^*$ ($i = 1, \dots, 64$). There are 32 SYNC $_k$ sequences ($k = 1, \dots, 32$) and many a_k matched filters. For 32 correlations c_1, \dots, c_{32} , when $r(n)$ is the receiving burst, one has

[Mathematical Equation 2]

$$c_k = \sum_{n=1}^{6400} \sum_{i=1}^{64} r(n-i) a_{i,k}, \quad (k = 1, \dots, 32)$$

Peak analysis is performed by means of the modulo of the correlation signal c_k , so it is necessary to obtain squared value c_k^2 for all 6400 values of the 32 correlation signals. The highest peak c_k^2 , ($k = 1, \dots, 32$) refers to the position of DwPTS in the frame, and thus BCH TSO, the code of SYNC selected out of 32, the corresponding cell code group, and the basic midamble. The correlation by the matched filters contains a plurality of multiplication operations and a long initial delay. Here, consider the correlation by FFT. It is well known that correlation between two complex symbols can be performed by means of Fourier transformation:

[Mathematical Equation 3]

$$\Im(\cdot)$$

If $a(t)$ and $r(t)$ are two complex signals having the preceding means, said correlation signal $c(\tau)$ can be represented by the following equation:

[Mathematical Equation 4]

$$a(t) \equiv s^*(-t)$$

$$A(f) = \mathfrak{F}[a(t)]$$

$$R(f) = \mathfrak{F}[r(t)]$$

$$c(\tau) = \mathfrak{F}^{-1}[A(f)R(f)]$$

The same treatment can be applied to time discrete signals I, Q using the DFT (discrete Fourier transformation) algorithm. For the power when the number of samples for each signal is 2^k ($N = 2^k$), the request for computing of the Fourier transformation of the signal is significantly reduced by using the FFT algorithm, and the result of the complex multiplication operation becomes:

[Mathematical Equation 5]

$$\frac{N}{2} \log_2 \frac{N}{2}$$

It is listed in the following table.

Table 1

N	64	128	256	512	1024
$\frac{N}{2} \log_2 \frac{N}{2}$	16	384	896	2048	4608

For the synchronization algorithm, the analyzed signal is generated from 6464 complex samples (if DwPTS is located at the end of the receiving burst, 1 frame for obtaining the correct correlation is added to 64 samples). A satisfactory compromise is to set 512 from N derived from 15 windows by means of the frame. The details of the DFT are known. Peak analysis is performed as in the aforementioned case. The number of multiplication operations can be reduced by means of added complexity reducing steps.

Step 5

For the target, with respect to the operation frequency of the BTS, with an accuracy of at least 0.1 ppm, the operation frequency of the UE is set. For this evaluation, the 3GPP specifications of the narrow band TDD option are considered. This is performed from the viewpoint of wireless access concerning the present invention. The 3GPP specifications are shown.

– In the UE, the UE modulated carrier frequency has a precision within ± 0.1 ppm in observation for a period of 1 timeslot compared with the carrier frequency received from the BS (base station). Said signals clearly have errors due to BS frequency error and Doppler shift. In the latter case, signals from the BS must be averaged over a sufficient time permitted for a numeric value for error caused by noise or interference of ± 0.1 ppm or larger. The UE uses the same frequency source in both RF frequency generation and the chip clock.

– In the BS, the modulated carrier frequency of the BS has a precision within ± 0.05 ppm in observation of the period of each timeslot for RF frequency generation.

[0031]

The frequency error of the transmission carrier is kept in the limit of the specifications by the BS, so the error generated by the 2-step frequency scanning is mainly related to the error of the reference oscillator of the UE. Because the initially determined stored correction value can be used in normal operation, it is necessary to distinguish between the initial time when the UE is connected to the BS and normal operation. The frequency error in the worst case, and thus the restriction on frequency deviation of the reference oscillator of the UE, should be determined. Concerning the deviation, in the worst case, the BS may have an error of ± 110 Hz from the ideal central frequency (frequency above 2.2 GHz), and added error is generated by Doppler shift, and, for the UE, movement at 250 km/h, this is about 460 Hz. If it is assumed that an error of about 10 ppm is permissible by a continuous "SYNC detection algorithm," this corresponds to 22000 Hz. Figure 13a shows the generated deviation in the worst case in the oscillator of a UE if both the Doppler shift and an error of ± 110 Hz occur simultaneously (on the same side of the ideal frequency f_{ideal} of the BS). As shown in Figure 13a, f_{BS} is the frequency of the oscillator of the BS affected by a -110 Hz error. Here, f_{Doppler} represents the frequency of the oscillator of the BS affected by Doppler shift, and f_{UE} represents the frequency of the oscillator of the UE. In the worst case, the maximum deviation with respect to f_{UE} corresponds to ± 9.7 ppm, and it is $2200 - 110 - 460 = 21430$ Hz. This condition is derived from the TCXO of the UE.

[0032]

In order to realize a precision of ± 0.1 ppm (± 220 Hz) pertaining to the frequency of the BS, the frequency error of the UE should be corrected by means of the scheme of "Data Aided" appropriate for using knowledge of a training sequence of the received signal. The starting point corresponds to arrival of the frame alignment to the end of step 4 due to the precision of half of a chip. Two frequency correction possibilities are disclosed, and, in order to change the frequency of the local oscillator to the desired value, RF-S and/or FF-S control signals are used. The first possibility is indicated by the following repeated approach.

– By means of a third frequency with a size of about 1/10 the interval of the wireless frequency, selection is performed in step 3, scanning is performed with a wireless frequency interval around the final carrier f_{cell} with the same size as the maximum frequency deviation of the reference oscillator of the UE, and, in the channel band of the scanned frequency, a third baseband digital set length is obtained in at least the time of 1 frame.

– For each third frequency step, the target SYNC detected in step 4 is correlated by means of the third baseband digital set, and the position and size of the new maximum correlation peak are stored.

– The frequency that provides the absolute maximum peak is selected.

– By means of the fourth frequency step of a magnitude of precision that is generally needed, it is selected as the third frequency step, and scanning is performed at a wireless frequency interval around the preceding frequency with its magnitude, and the fourth baseband digital set length is acquired in the time of at least 1 frame in the channel band of the scanned frequency.

– For the fourth frequency step, SYNC detected in step 4 is correlated by means of the fourth baseband digital set, and the position and size of the maximum correlation peak are stored.

– The maximum frequency that gives the maximum absolute peak is selected.

– RF-S and/or FF-S control signals are stored, and the reference oscillator of the UE continuously connected is corrected.

[0033]

The second possibility of reducing the frequency error is indicated by the open loop method with the precondition of frame alignment and a frequency deviation with a magnitude of 10 ppm. The evaluation of the frequency offset by error

[Mathematical Equation 6]

$$\Delta\hat{f}$$

uses the relationship proposed in the following reference: M. Luise, R. Reggiani, IEEE (Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modem for Burst-Mode Transmissions), (Transactions On Communications), Vol. 43, No. 2/3/4 published in February 1995. With reference to said reference, with $r(t)$ taken as the chip length of SYNC code $N = 64$, the evaluation of frequency correction becomes

[Mathematical Equation 7]

$$\Delta\hat{f} = \frac{1}{\pi T_c (M+1)} \arg \left[\sum_{k=1}^M R(k) \right]$$

In this case, k represents the k th chip of $r(t)$, and M represents an integer whose optimum value is approximately $N/2$ when $N \gg 1$.

[Mathematical Equation 8]

$$R(k) = \frac{1}{N-k} \sum_{i=1}^{N-1} y_i y_{i-k}^* \quad 1 \leq k \leq N-1$$

[Mathematical Equation 9]

$$y_i = r_{i-\Delta} a_i^* \quad 1 \leq i \leq N$$

Δ represents the delay of alignment of the received data by means of the training sequence (in the chip), and a_i ($a_i a_i^* = 1$) represents the matrix symbol of the SYNC code. The precision of the open loop constitution can be improved by averaging the following evaluation value by means of plural frames:

[Mathematical Equation 10]

$$\Delta \hat{f}$$

The value determined in this way

[Mathematical Equation 11]

$$\Delta \hat{f}$$

is used to correct the reference oscillator of the UE. In addition, this value is stored for continuous connection.

[0034]

Once the frequency of the reference oscillator of the UE is known with the desired precision (0.1 ppm), the offset value between the ideal value f_{ideal} of the reference table (SIM card) and the value set in TCXO becomes the corrected value stored in a nonvolatile memory. Its value represents the corrected value for the next synchronization treatment. The corrected value can have three errors pertaining to the stored ideal frequency, namely, the error of the preceding BS (up to 110 Hz), error that may be caused by Doppler correction (up to 460 Hz), and error caused by the UE (up to 220 Hz). As shown in Figure 13b, when the three errors simultaneously occur and they are added to obtain a value of 790 Hz, the worst case takes place. Each time the frequency is locked, the corrected value can be refreshed, and, in this way, the problem pertaining to the lifetime of the oscillator can be avoided.

[0035]

As shown in Figure 13c, after the UE searches the frequency, and the new BS frequency error and the Doppler shift have opposite signs with respect to the preceding state, the worst case may take place. In this case, the absolute error is the sum of the preceding synchronization (790 Hz) error and the error of the current state. That is, the absolute error is $1360 + \Delta\epsilon$. Here, $\Delta\epsilon$ indicates error related to the temperature and the frequency shift.

[0036]

According to the present invention, for the 2-step frequency scanning of the initial cell search method, testing is performed by means of computer simulation. The propagation state considered in the simulation includes:

- Noise
- Path loss
- Multipass due to the Doppler effect

[0037]

The noise is additive white Gaussian noise due to the power that varies according to the SNR as the output of the RX filter in the UE, and it is the SNR set in the simulation. The path loss is added to a multi BTS scenario, and it is proportional to the path loss of the BTS nearest the UE of 0 dB. A quick variation in the signal due to multipass and the Doppler effect is simulated by a discrete broad-sense steady state non-correlated scattering (WSSUS) model. In this model, the received signal is represented as the sum of delayed replicas of the input signal with a load due to various processes of the independent complex Gaussian time with zero average. The considered multipath variation environment and the relative value for use in the simulation are reported in TR101 112, and they are listed in Table 1C. For a simulated frame, the BCH channel and the equal-power DwPTS pilot are always contained in timeslot TS0 of the highest power (Figure 11). In other timeslots TSs, according to the simulation, there are the random data and midamble of Busy for TSs or zeros for empty TSs. The frame is QPSK modulated with the carrier, and it is filtered by an RRC filter such as the RX filter shown in Figure 7. The assumptions of the simulation are listed in Table 2C. In Table 2C, for the BTS and the UE, the worst-case value of the frequency error is selected. The simulation is performed initially with a single BTS, and it is then performed with two BTSs. In the initial case, the BTS works by means of a single carrier and various SNRs in various environments. The results of the simulation are grouped in Tables 3C, 4C and 5C. The following are numerical values of the parameters.

- P_e = the probability of observing the operating frequency of the BTS
- P_{c_5} = the probability of error due to averaging of 5 continuous frames
- P_{e_9} = the probability of error due to averaging of 9 continuous frames

[0038]

From the results obtained from a single BTS, the following are some comments on the frame load, indoor/vehicle environment, average depth, and sample rate.

- Frame load: In the worst case, the BS transmits the frame under low load. For example, this takes place when only the BCH and DwPTS are transmitted at full power. As a best case, all frames are transmitted at full power.

- Environment: Under a low frame load, an indoor channel and a vehicle channel perform rather similarly. Under a high frame load, improvement is seen in the results of simulation. Because a zone significantly influenced by attenuation can be quickly passed, improvement occurs especially in a case in which the MS speed increases.

- Averaging: By means of averaging of the results for several frames, the performance of the frequency scanning treatment can be improved, and, in the environment of a vehicle at a speed of 120 km/h, the probability of error can be reduced to almost zero even with a negative SNR. By means of the simulation, especially in the environment of a vehicle in which the Doppler spectrum is not constant, a little improvement has been observed by using a rough frequency sep of 0.8 MHz instead of 1.6 MHz.

- Sample rate: By decreasing the sample rate from $16/T_c$ to $8/T_c$, the frequency scanning related to it does not deteriorate. For example, Table 4C lists only the results of the case of a vehicle at, e.g., 120 km/h. This is true in both the environment of a vehicle and an indoor environment.

[0039]

Here, considering the multi-BTS scenario, the presence of two BTSs is simulated. Each BTS works at a single frequency (F_1 for BTS₁ and F_2 for BTS₂). The numeric values of the following parameters are determined.

- P_1 = the probability of finding F_1 to be the frequency of the highest power
- $P_{e1} = 1 - P_1$ = the probability of non-selection of F_1 as the frequency of the highest power
- P_2 = the probability in finding F_2 to be the frequency of the highest power
- $P_{e2} = 1 - P_2$ = the probability of non-selection of F_2 as the frequency of the highest power

- P_{tot} = the probability of finding F1 or F2
- $P_c = 1 - P_{tot}$ = the probability in not finding either F1 or F2

[0040]

Tables 6C and 7C summarize the results of simulation for indoor and vehicle channels. From these results, it can be seen that the probability of not finding a frequency that allows operation with two BTSs is low in the case of one BTS with one operating frequency.

[0041]

Appendix A: Tables 1A-4A contain all reference frequency bands in the most common PLMNs.

Table 1A: Frequency bands of GSM-GPRS (TDMA-FDD)

a) システム	FBN	MS → BTS	BTS → MS	RFN
P-GSM 900	0000	890 - 915	935 - 960	$131 \leq \text{RFN} \leq 255$
E-GSM 900	0001	880 - 915	925 - 960	$81 \leq \text{RFN} \leq 255$
R-GSM 900	0010	876 - 915	921 - 960	$61 \leq \text{RFN} \leq 255$
DCS 1800 part a	0011	1710 - 1785	1805 - 1880	$1 \leq \text{RFN} \leq 255$
DCS 1800 part b	0100	1710 - 1785	1805 - 1880	$0 \leq \text{RFN} \leq 118$
PCS 1900 part a	0101	1850 - 1910	1930 - 1990	$1 \leq \text{RFN} \leq 255$
PCS 1900 part b	0110	1850 - 1910	1930 - 1990	$0 \leq \text{RFN} \leq 43$

Key: a System

The carrier interval is 200 kHz. Here, FBN = frequency band No., RFN = radio frequency No. By means of divided parts a and b, only one byte must be used for the type of RFN.

Table 2A: Frequency bands of 3GPP UTRA-FDD (W-CDMA 3.84 Mcps)

TX-RX 周波数の分類 a)	UE → node B	node B → UE
190 MHz	1920 - 1980	2110 - 2170
80 MHz	1850 - 1910	1930 - 1990

Key: a Classification of TX-RX frequencies

The carrier interval is 5 MHz, while the carrier raster is 200 kHz.

Table 3A: Frequency bands of 3GPP UTRA-FDD (HCR 3.84 Mcps or LCR 1.28 Mcps)

a	アップリンク及びダウンリンク送信の周波数範囲
	1800-1820 MHz 2010-2025 MHz
	1850-1910 MHz 1930-1990 MHz
	1910-1930 MHz

Key: a Frequency range of uplink and downlink transmission

The carrier interval of LCR is 1.6 MHz, and it is 5 MHz for HCR. On the other hand, the carrier raster is 200 kHz in both cases.

Table 4A: Frequency bands and occupation of frequency bands of 3GPP UTRA-FDD (TD-SCDMA 1.28 Mcps)

FBN	BAND	RFN	Freq(RFN)
0000	1785 - 1805	$0 \leq \text{RFN} \leq 92$	$1785.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0001	1900 - 1920	$0 \leq \text{RFN} \leq 92$	$1900.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0010	1920 - 1980 part a	$0 \leq \text{RFN} \leq 255$	$1920.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0011	1920 - 1980 part b	$0 \leq \text{RFN} \leq 36$	$1971.8 + 0.2 \times \text{RFN}$
0100	1980 - 2010	$0 \leq \text{RFN} \leq 142$	$1980.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0101	2010 - 2025	$0 \leq \text{RFN} \leq 67$	$2010.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0110	2110 - 2170 part a	$0 \leq \text{RFN} \leq 255$	$2110.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0111	2110 - 2170 part b	$0 \leq \text{RFN} \leq 36$	$2161.8 + 0.2 \times \text{RFN}$
1000	2170 - 2220	$0 \leq \text{RFN} \leq 242$	$2170.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$

The carrier interval is 1.6 MHz, while the carrier raster is 200 kHz.

[0042]

Appendix B: Table 1B lists the number of repetitions of the frequency scanning method.

Table 1B: Repetition of 2-step frequency scanning

	15 MHz band		20 MHz band	
	1.5	0.8	1.5	0.8
a ラフサーチステップ [MHz]	1.5	0.8	1.5	0.8
ラフサーチ繰り返し回数	8	17	11	23
ファインサーチステップ [MHz]	0.2	0.2	0.2	0.2
ファインサーチ繰り返し回数	8	4	8	4
3つの最大周波数のファインサーチにおける繰り返し合計	$8 \times 3 \times 8 = 32$	$17 \times 3 \times 4 = 29$	$11 \times 3 \times 8 = 35$	$23 \times 3 \times 4 = 35$

Key: a Rough frequency structure (MHz)
 Number of frequencies of rough search repetition
 Fine frequency step (MHz)
 Number of frequencies of fine search repetition
 Sum of repetitions in fine search of three frequencies of the highest power

[0043]

Appendix C: Tables 1C-7C list the background of the test environment and the results of the simulation used in testing the method of the present invention.

Table 1C: Explanation of attenuation of multipath due to TR101 112

a	室内チャネル A (速度 3Km/h)			b	乗物チャネル A (速度 120Km/h と 250Km/h)		
	相対遅延 [ns]	平均パワー [dB] d	ドップラー スペクトル e		相対遅延 [ns]	平均パワー [dB] d	ドップラー スペクトル e
c	0.0	0.0	flat	0.0	0.0	classic	e
	50	-3.0	flat	310	-1.0	classic	
	110	-10.0	flat	710	-9.0	classic	
	170	-18.0	flat	1090	-10.0	classic	
	290	-26.0	flat	1730	-15.0	classic	
	310	-32.0	flat	2510	-20.0	classic	

- Key: a Indoor channel A (velocity of 3 km/h)
 b Vehicle channel A (velocity of 120 km/h and 250 km/h)
 c Relative delay (ns)
 d Average power (dB)
 e Doppler spectrum

Table 2C: Assumptions of simulation.

a	シミュレータ	マトラボ b
	ビットレート	1.28 Mbps
	各チップのサンプル	16
	ワーストケースにおけるチップの不整合	$\frac{1}{2} T_c (T_c = 0.78125 \mu s)$
	取得長	6400+80 chips
	ブロック長	432 chips
	ロールオフファクタ	0.22
	分析帯域	8 MHz
	IF フィルタ帯域幅	1.6 MHz
	ラフ周波数ステップ	0.8 MHz
	ファイン周波数ステップ	200 Kz
	BTS 周波数誤差	800 Hz
	UE 周波数誤差	220 Hz
	チャネルモデル	- AWGN + Path Loss + WSSUS

- Key: a Simulator
 Bit rate
 Samples of various chips
 Mismatch between chips in the worst case
 Acquisition table
 Block length
 Roll-off factor
 Analysis bandwidth
 IF filter bandwidth
 Rough frequency step
 Fine frequency step
 BTS frequency error
 UE frequency error
 Channel model
 b MATOLAB [transliteration]

Table 3C: Indoor channel A, mobile velocity 3 km/h

(a) フレーム負荷	SNR	Pe [%]	Pe_5 [%]	Pe_9 [%]	(b) シミュレートされた フレーム数
(c) BCCH+DwPTS のみ	3	3	1.3	0.6	2880
	2	4.4	2.3	1.6	2880
	1	5.7	3.1	2.4	2880
	0	8.1	5.4	3.9	2880
	-1	11.4	7.7	5.6	2880
(d) 全負荷	3	2	0.7	0.1	2880
	2	3.1	1.2	0.3	2880
	1	4.5	1.8	1	2880
	0	7	3.5	2.5	2880
	-1	8.4	5.2	3.5	2880

Key: a Frame load
 b Number of simulated frames
 c BCCH+DwPTS only
 d Full load

Table 4C: Channel A of vehicle, mobile velocity 120 km/h, performance versus sample rate (SR)

(a) フレーム負荷	SNR	Pe [%] SR = 16/Tc	Pe_5 [%] SR = 8/Tc	Pe [%] SR = 8/Tc	Pe_5 [%] SR = 8/Tc	(b) シミュレート された フレーム数
(c) BCCH+DwPTS のみ	3	4	0	4.4	0.05	1920
	2	5.7	0	5.7	0.25	1920
	1	6	0.2	7	0.35	1920
	0	8.2	1.1	8.75	1	1920
	-1	11.75	1.6	11.55	1.6	1920
	-2	15.2	3	16.6	7	1920
(d) 全負荷	3	0.7	0	0.6	0	1920
	2	1.3	0.05	0.85	0	1920
	1	1.30	0.05	1.5	0	1920
	0	1.4	0	2	0	1920
	-1	2.15	0	2.35	0	1920
	-2	3.6	0	2.8	0.1	1920

Key: a Frame load
 b Number of simulated frames
 c BCCH+DwPTS only
 d Full load

Table 5C: Channel A of vehicle, mobile velocity 250 km/h

a	フレーム負荷	SNR	Pe (%)			b
			Pe (%)	Pe_5 (%)	Pe_9 (%)	
c	BCCH+DwPTS のみ	3	3.6	0	0	1920
		2	3.8	0.2	0	1920
		1	5.2	0.2	0	1920
		0	0	0.4	0.05	1920
		-1	9.65	0.5	0.05	1920
		-2	13.3	1.6	0.3	1920
d	全負荷	3	0.15	0	0	1920
		2	0.2	0	0	1920
		1	0.1	0	0	1920
		0	0.25	0	0	1920
		-1	0.9	0	0	1920
		-2	1.1	0	0	1920

Key: a Frame load
b Number of simulated frames
c BCCH+DwPTS only
d Full load

Table 6C: Indoor channel A, mobile velocity of 3 km/h

a	フレーム負荷	b	相対減衰 [dB]	SNR [dB]	P1 (%)		P2 (%)		Ptot (%)		c
					Po1 (%)		Po2 (%)		Po (%)		
d	F ₁ : 全負荷 F ₂ : BCCH + DwPTS	0 0		3	60.1	39.9	39.8	60.2	99.9	0.1	960
d	F ₁ : 全負荷 F ₂ : BCCH + DwPTS	0 0		1	60.83	39.17	39.24	61.77	99.08	0.94	960
e	F ₁ : 全負荷 F ₂ : 全負荷	0 -3		3	78.96	21.04	20.63	79.37	99.59	0.41	960
f	F ₁ : BCCH + DwPTS F ₂ : 全負荷	0 -3		3	76.35	23.65	22.9	77.1	99.3	0.75	960
f	F ₁ : BCCH + DwPTS F ₂ : 全負荷	0 -3		1	74.8	25.2	23.4	78.6	98.2	1.8	960

Key: a Frame load
b Relative attenuation (dB)
c Number of simulated frames
d F₁: full load
 F₂: BCCH+DwPTS
e F₁: full load
 F₂: full load
f F₁: BCCH+DwPTS
 F₂: full load

Table 7C: Vehicle channel, mobile velocity of 120 km/h

	(a) フレーム負荷	(b) 相対減衰 [dB]	SNR [dB]	P1[%] P _{e1} [%]	P2[%] P _{e2} [%]	P _{tot} [%] P _e [%]	シミュレートされたフレーム数 (c)
(d)	F ₁ : 全負荷 F ₂ : BCCH + DwPTS	0 0	1	73.6 26.4	26.1 73.9	99.7 0.3	960
(e)	F ₁ : BCCH + DwPTS F ₂ : 全負荷	0 -3	3	43.4 56.6	55.8 44.2	99.2 0.8	960
(e)	F ₁ : BCCH + DwPTS F ₂ : 全負荷	0 -3	1	43.2 56.6	55.5 44.5	98.7 1.3	960

Key: a Frame load
 b Relative attenuation (dB)
 c Number of simulated frames
 d F₁: full load
 F₂: BCCH+DwPTS
 e F₁: BCCH+DwPTS
 F₂: full load

Brief description of the figures

[0044]

Figure 1 is a diagram illustrating an example of a scenario in which a mobile station of the present invention receives the signals of a wireless frequency transmitted from two adjacent cells sharing two different PLMNs.

Figure 2a is a diagram illustrating an example of a GSM signal multiframe in an intermediate/small size BTS.

Figure 2b is a diagram illustrating a GSM basic frame and the mutual FCCT and SCH bursts transmitted in time slot TS0.

Figure 3 is a diagram illustrating the constitution of a UTRA-FDD basic synchronization frame and synchronization channel SCH.

Figure 4 is a diagram illustrating the constitution of a UTRA-TDD-HCR basic synchronization frame and synchronization channel SCH.

Figure 5 is a diagram illustrating the constitution of a TD-SCDMA basic frame and the burst constitution of a data general-use timeslot, as well as the burst constitution of the DwPTS timeslot.

Figure 6 is a diagram illustrating the standard of TD-SCDMA for sharing various DwPTS synchronization sequences, scramble codes, and midambles among different cells.

Figure 7 is a schematic block diagram illustrating a specific base station transmitter of the prior art.

Figure 8 is a block diagram illustrating an appropriate MS receiver for executing the method of the present invention.

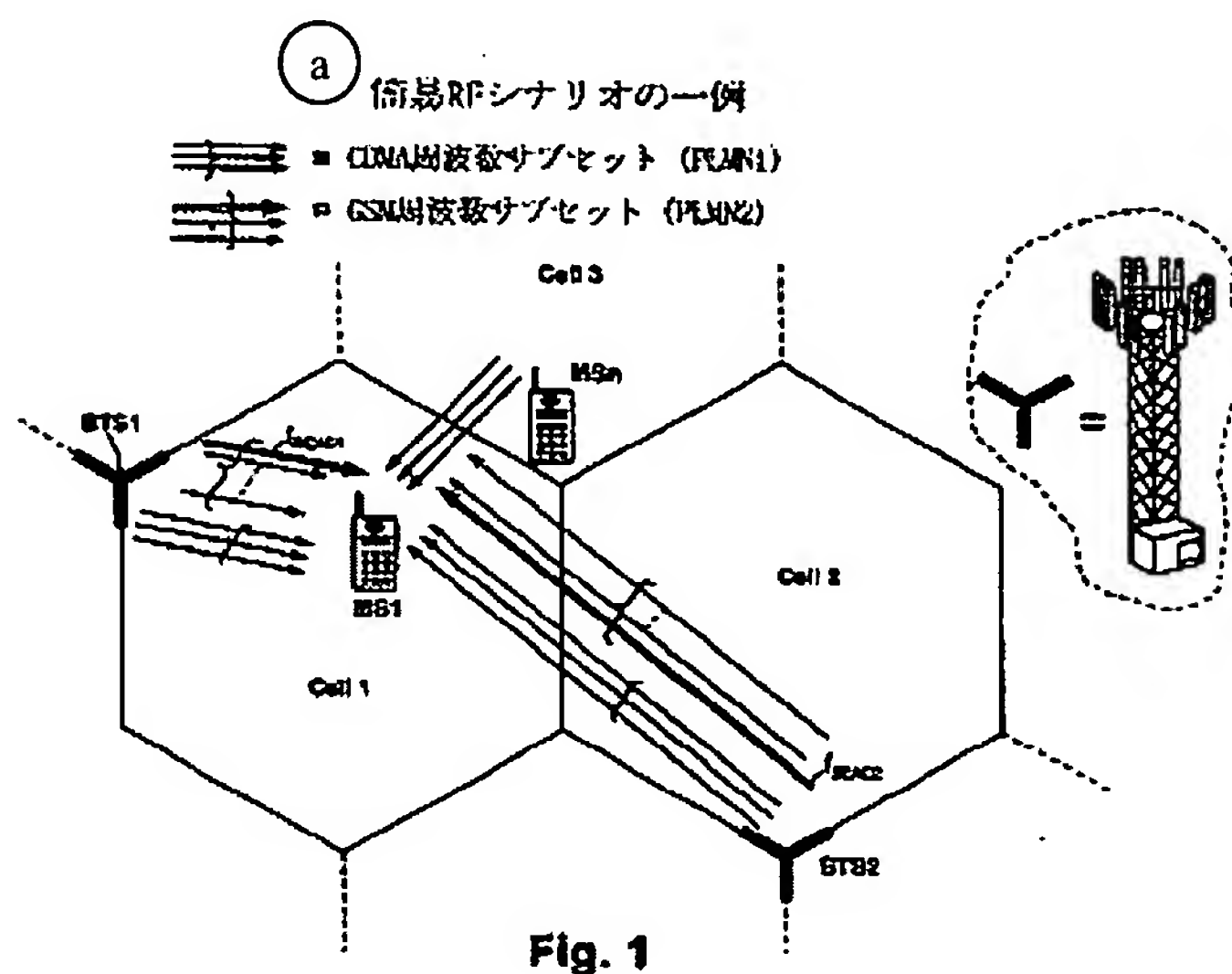
Figure 9 is a schematic diagram illustrating the initial cell search of the present invention.

Figure 10: Figures 10a and 10b illustrate two power profiles with respect to the frequency scanning of two different frequency steps. One is equal to the channel bandwidth, and the other is equal to half the channel bandwidth.

Figure 11 is a diagram illustrating an example of a power consumption frame of a received signal when measurement is performed by means of an MS in each frequency step.

Figure 12 is a diagram illustrating a spectral table used in the method of the present invention.

Figure 13: Figures 13a, 13b and 13c illustrate various types of frequency errors before and after correction and between normal operations as a result of the method of the present invention.



Key: a Example of simple RF scenario
 CDMA frequency subset (PLMN1)
 GSM frequency subset (PLMN2)

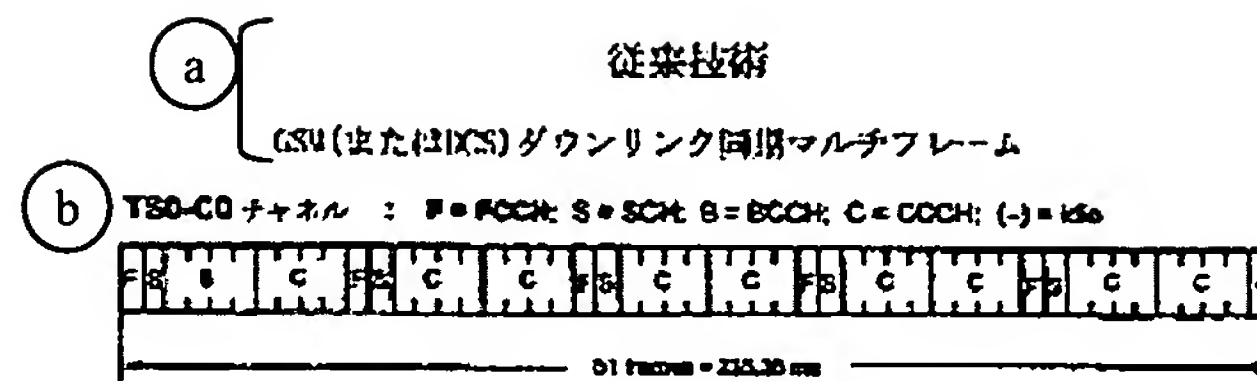


Fig. 2a

- Key: a Prior art
 GSM (or IXS) downlink synchronization multiframe
 b TS0-C0 channel

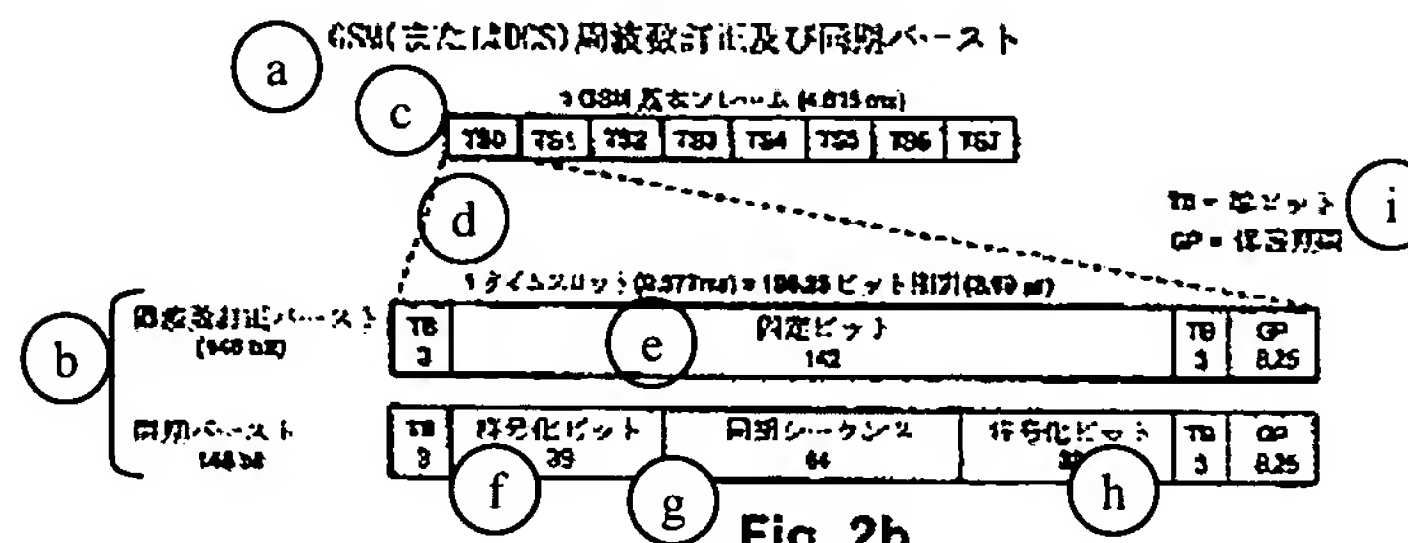


Fig. 2b

- Key: a GSM (or DCS) frequency correction and synchronization burst
 b Frequency correction burst (148 bits)
 Synchronization burst (148 bits)
 c 1 GSM basic frame
 d 1 timeslot (0.577 ms) = 156.25 bit period (3.89 μs)
 e Fixed bits
 f Encoded bits
 g Synchronization sequence
 h Encoded bits
 i TB = terminal bit
 GP = guard period

UTRA-FDD (W-CDMA): 同期チャネルSCHの無線フレーム構成 (従来技術) a

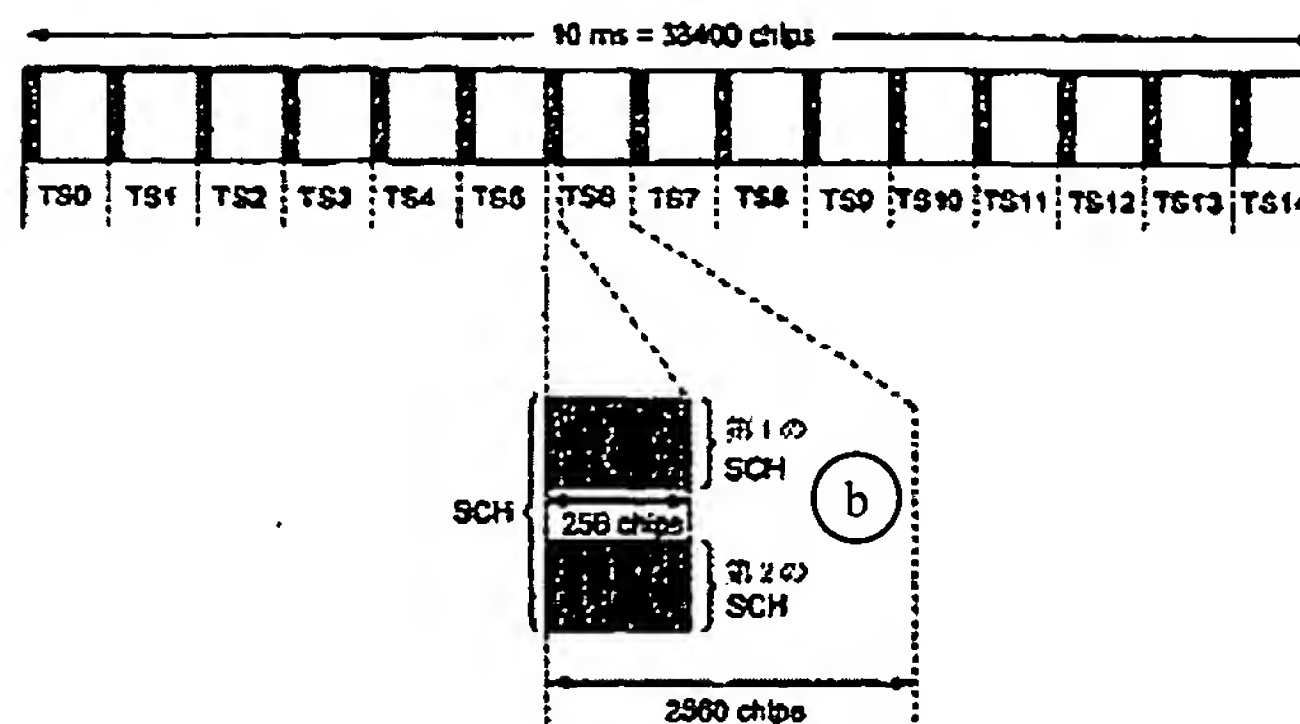


Fig. 3

Key: a Constitution of wireless frame of synchronization channel SCH (prior art)
 b First SCH
 Second SCH

UTRA-TDD (3.84 Mcps): 同期チャネルSCHの無線フレーム構成 (従来技術) a

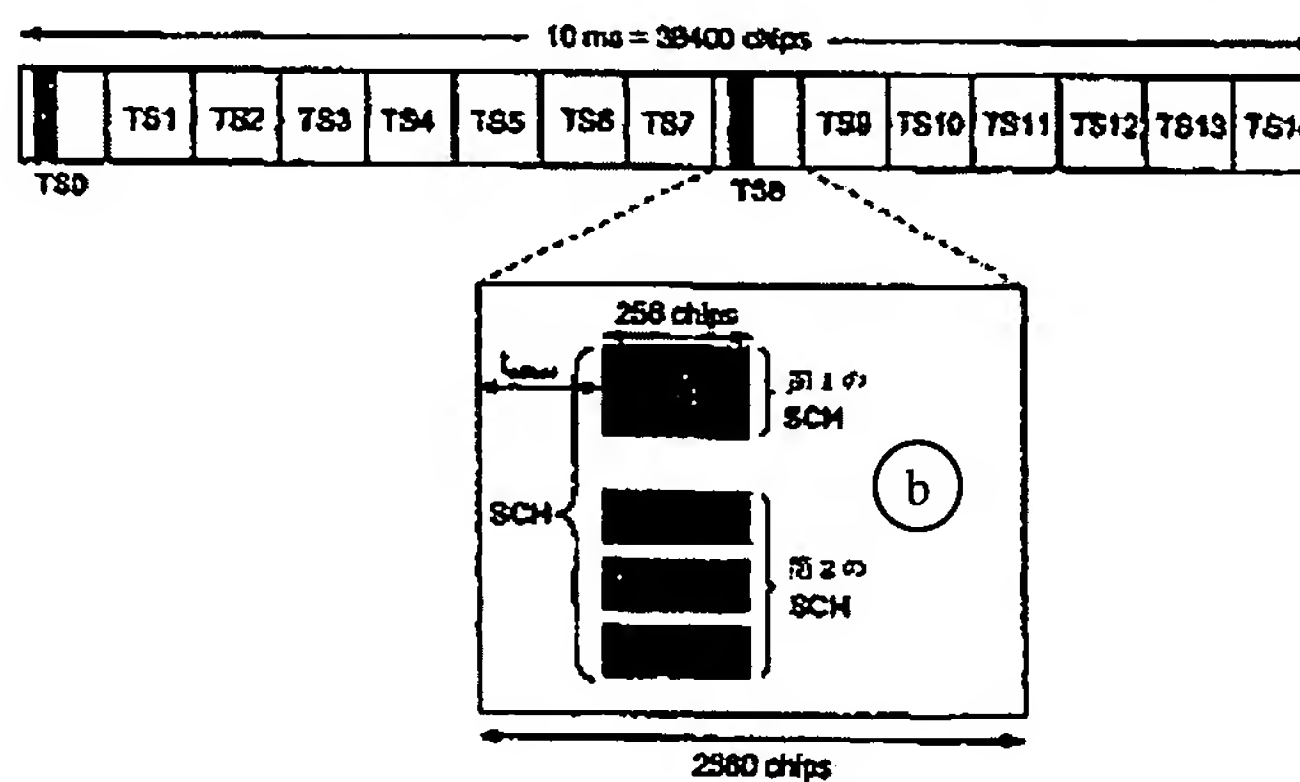
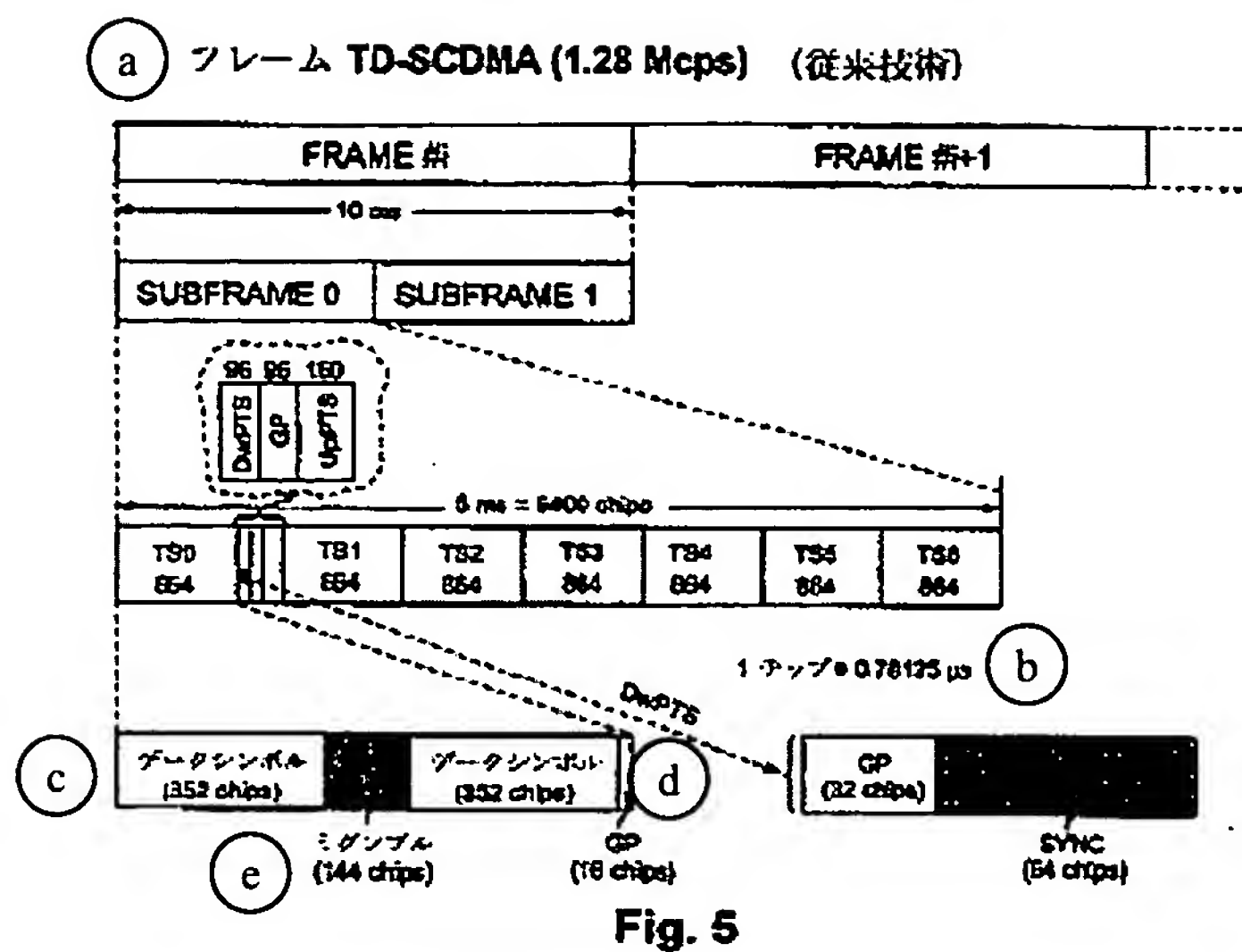
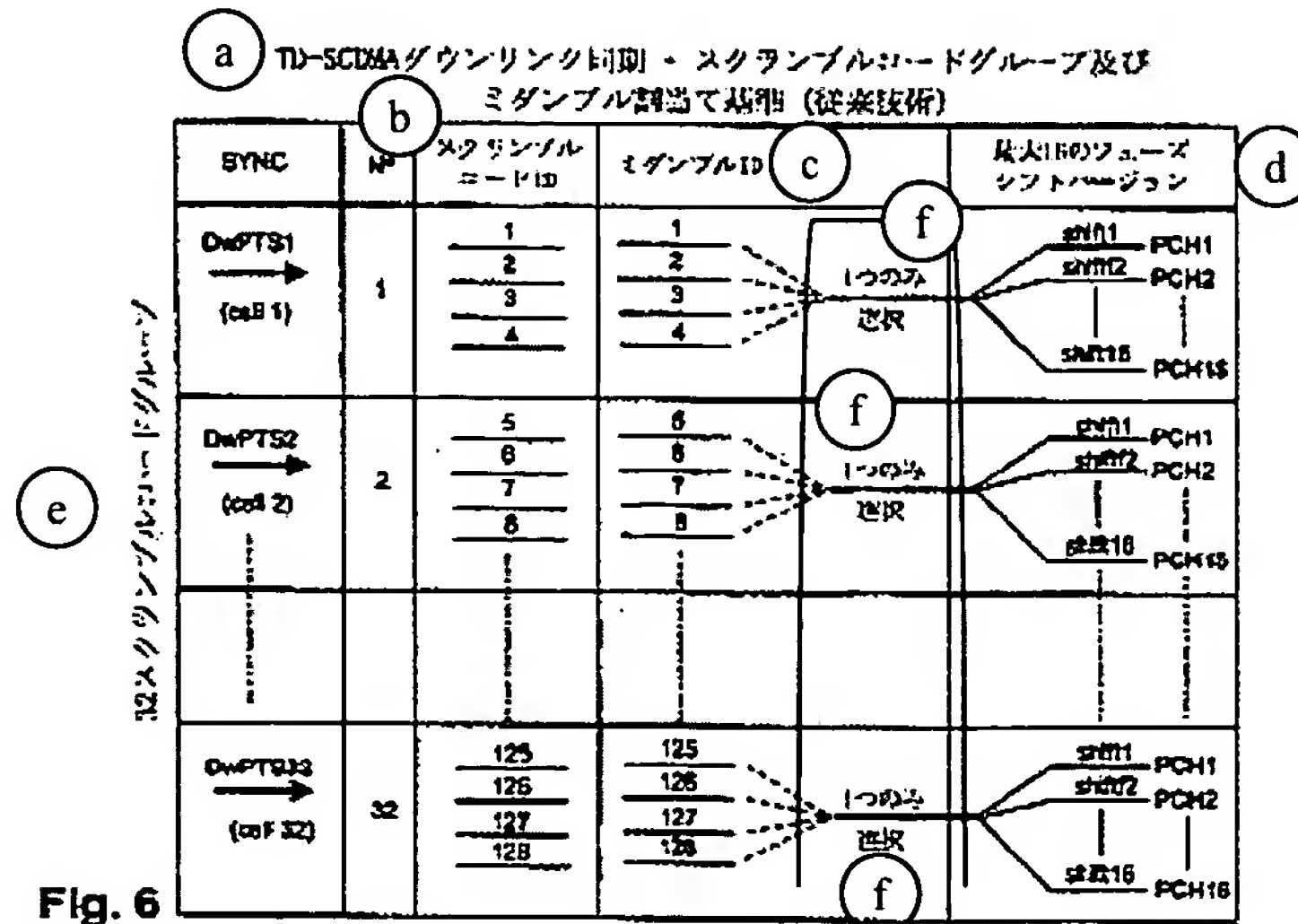


Fig. 4

Key: a Constitution of wireless frame of synchronization channel SCH (prior art)
 b First SCH
 Second SCH



- Key:
- a Frame TD-SCDMA (1.28 Mcps) (prior art)
 - b 1 chip = 0.78125 μs
 - c Data symbol
 - d Data symbol
 - e Midamble



- Key:
- a TD-SCDMA downlink synchronization – scramble code group and midamble allotment standard (prior art)
 - b Scramble code ID
 - c Midamble ID

- d Maximum 16 phase shift pattern
 e 32 scramble code groups
 f Only one selected

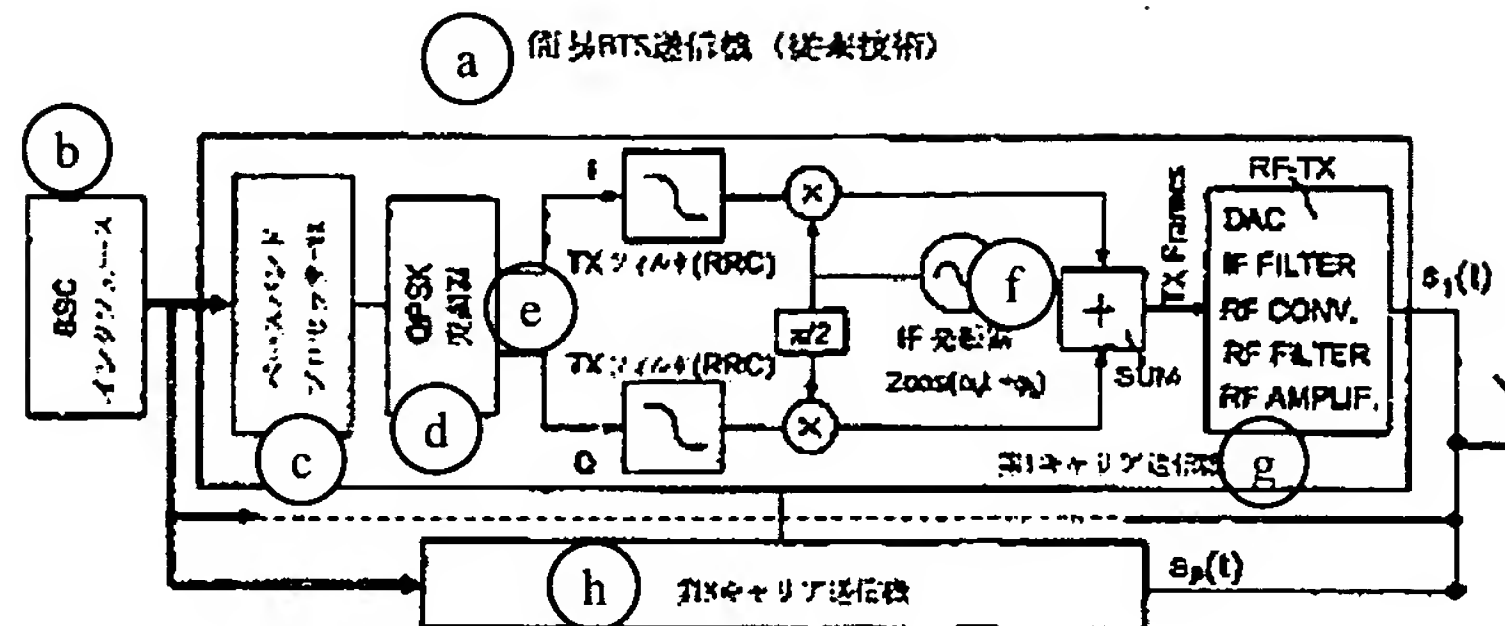


Fig. 7

- Key: a Simple BTS transmitter (prior art)
 b BSC interface
 c Baseband processor TX
 d QPSK modulator
 e TX filter (RRC)
 f TX filter (RRC)
 g IF oscillator
 h First carrier transmitter
 i Nth carrier transmitter

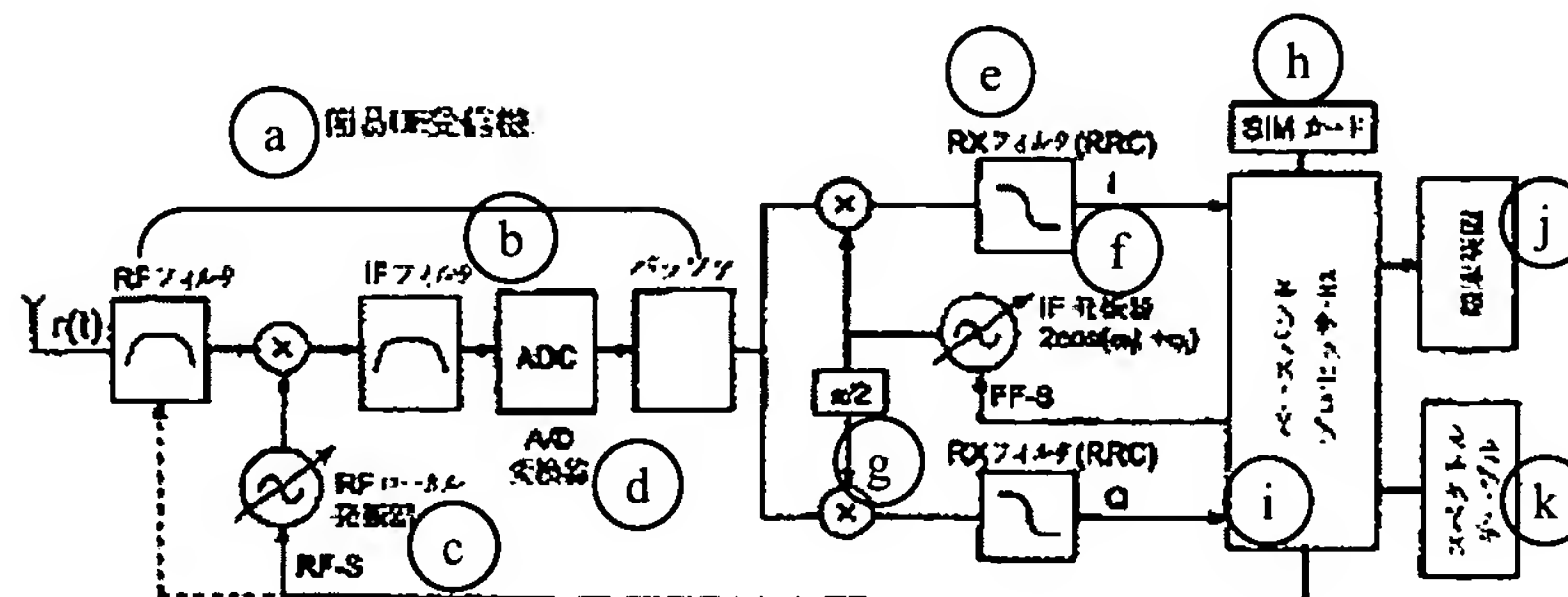


Fig. 8

- Key: a Simple UE receiver
 b RF filter
 c IF filter
 d Buffer
 e RF local oscillator
 f A/D converter
 g RX filter (RRC)
 h IF oscillator

- g RX filter (RRC)
- h SIM card
- i Baseband processor
- j Terminal device
- k Spectral table

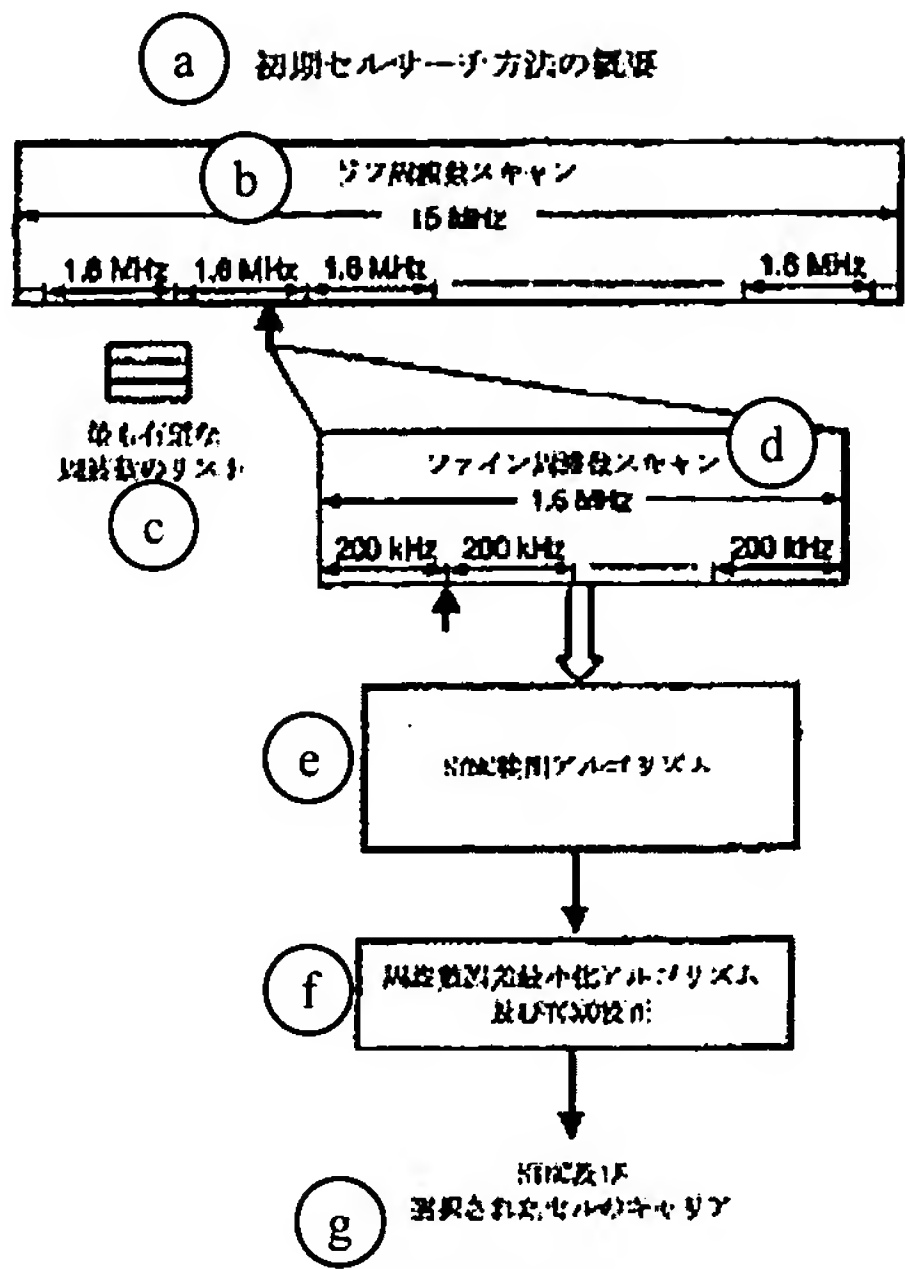
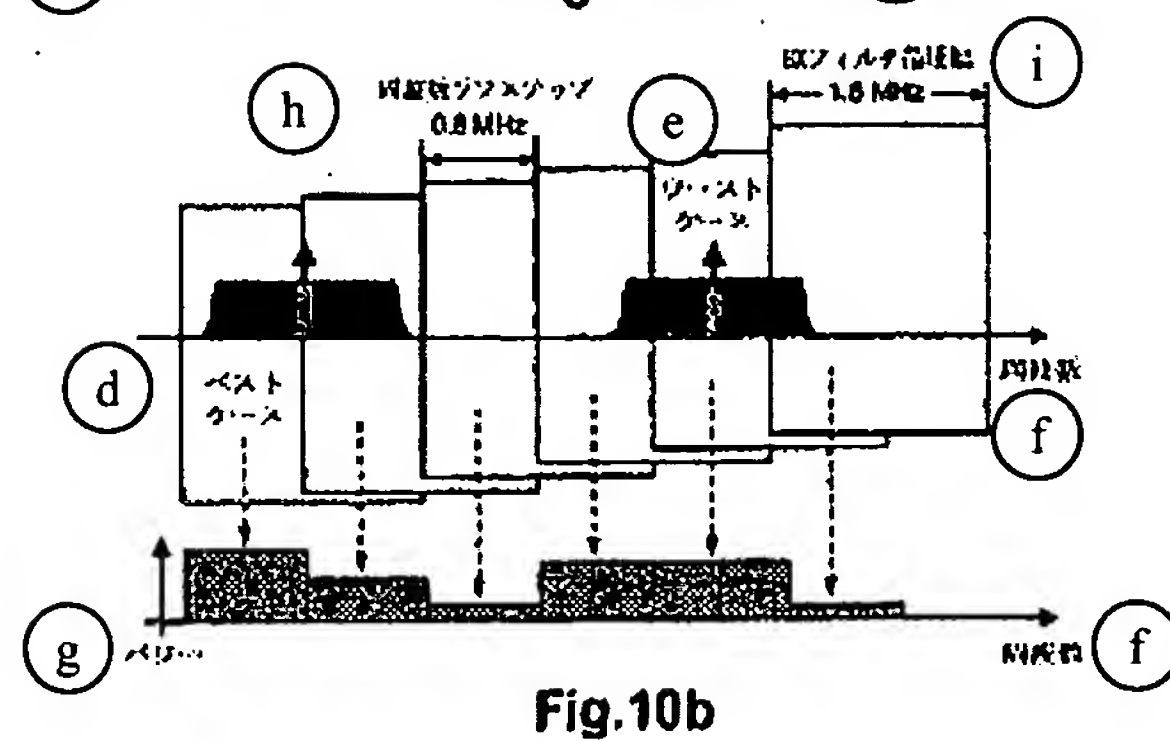
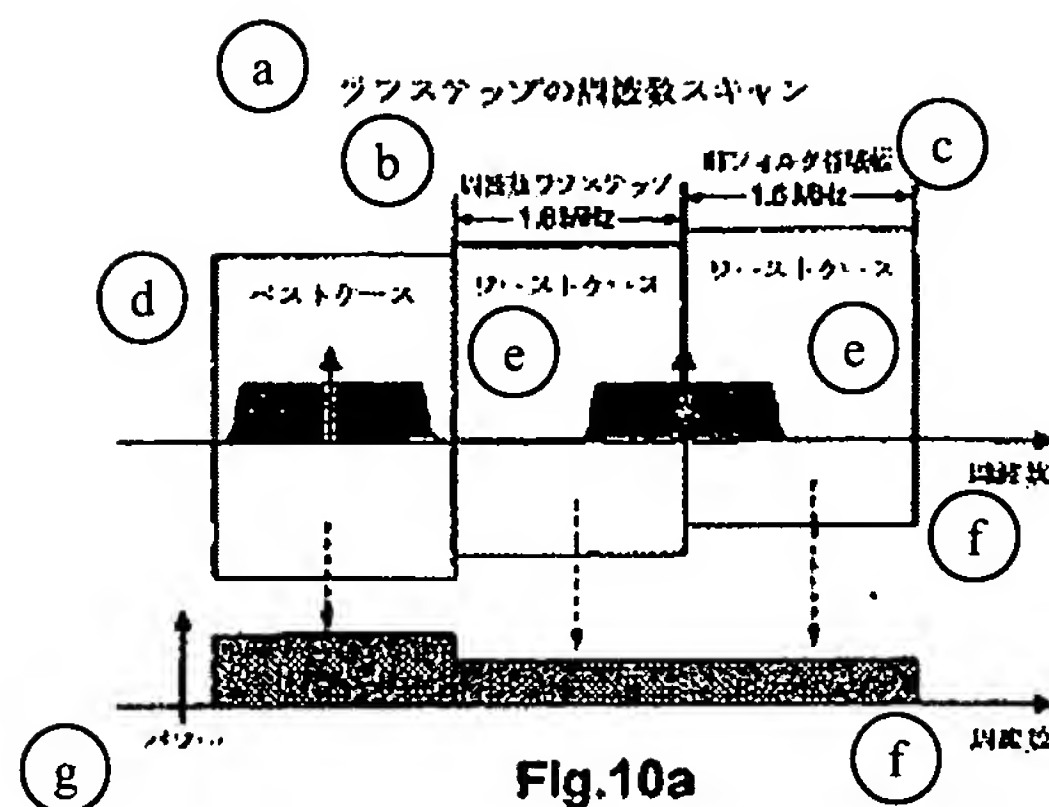


Fig. 9

- Key:
- a Abstract of initial cell search method
 - b Most favorable frequency list
 - c Priority order list
 - d Fine frequency scanning
 - e SYNC detection algorithm
 - f Frequency difference minimization algorithm and TCXD correction
 - g SYNC and selected cell carrier



- Key:
- a Frequency scanning of rough step
 - b Frequency rough structure
 - c RX filter bandwidth
 - d Best case
 - e Worst case
 - f Frequency
 - g Power
 - h Frequency rough step
 - i RX filter bandwidth

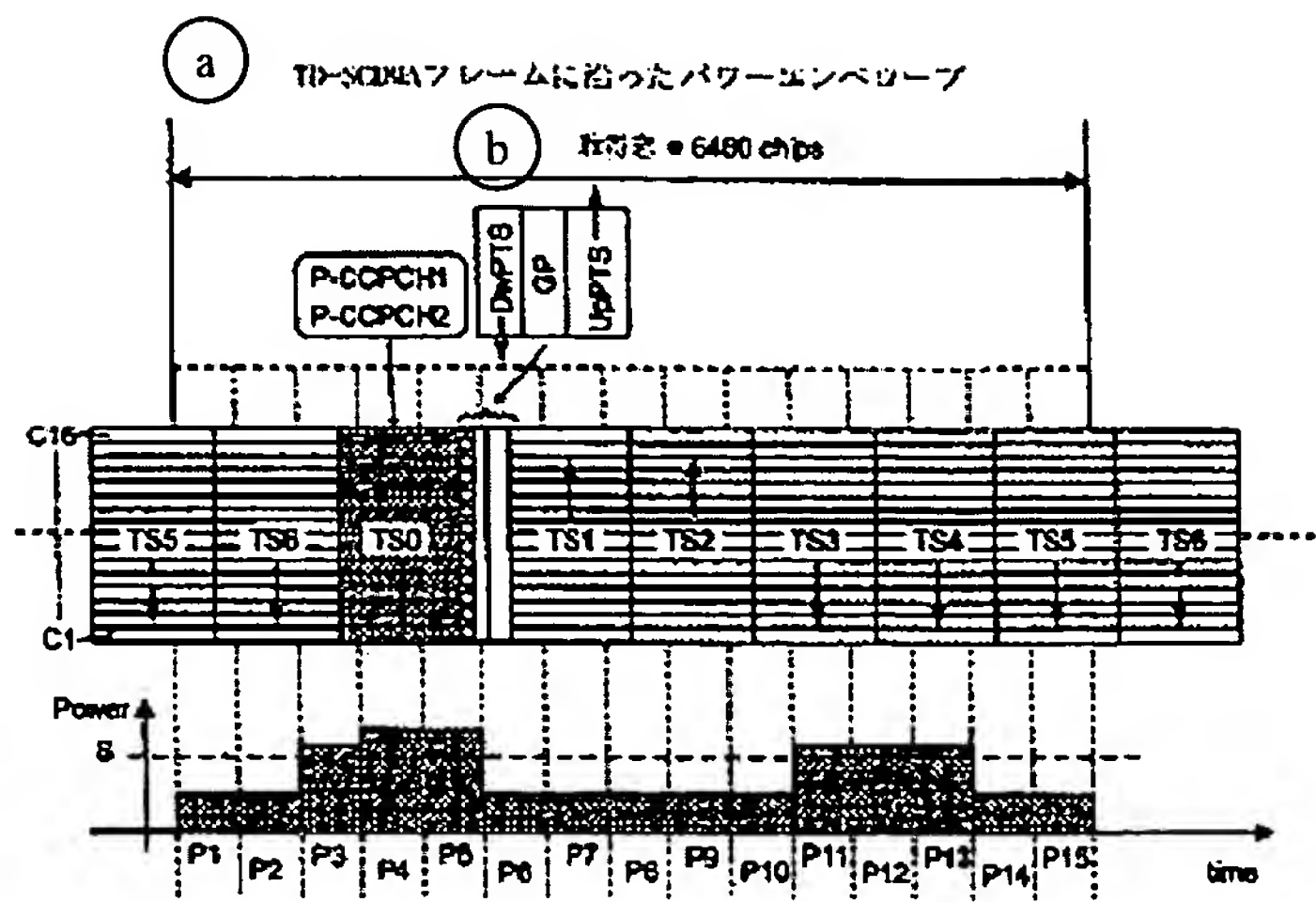


Fig. 11

Key: a Power envelope along TD-SCDMA frame
b Acquisition window

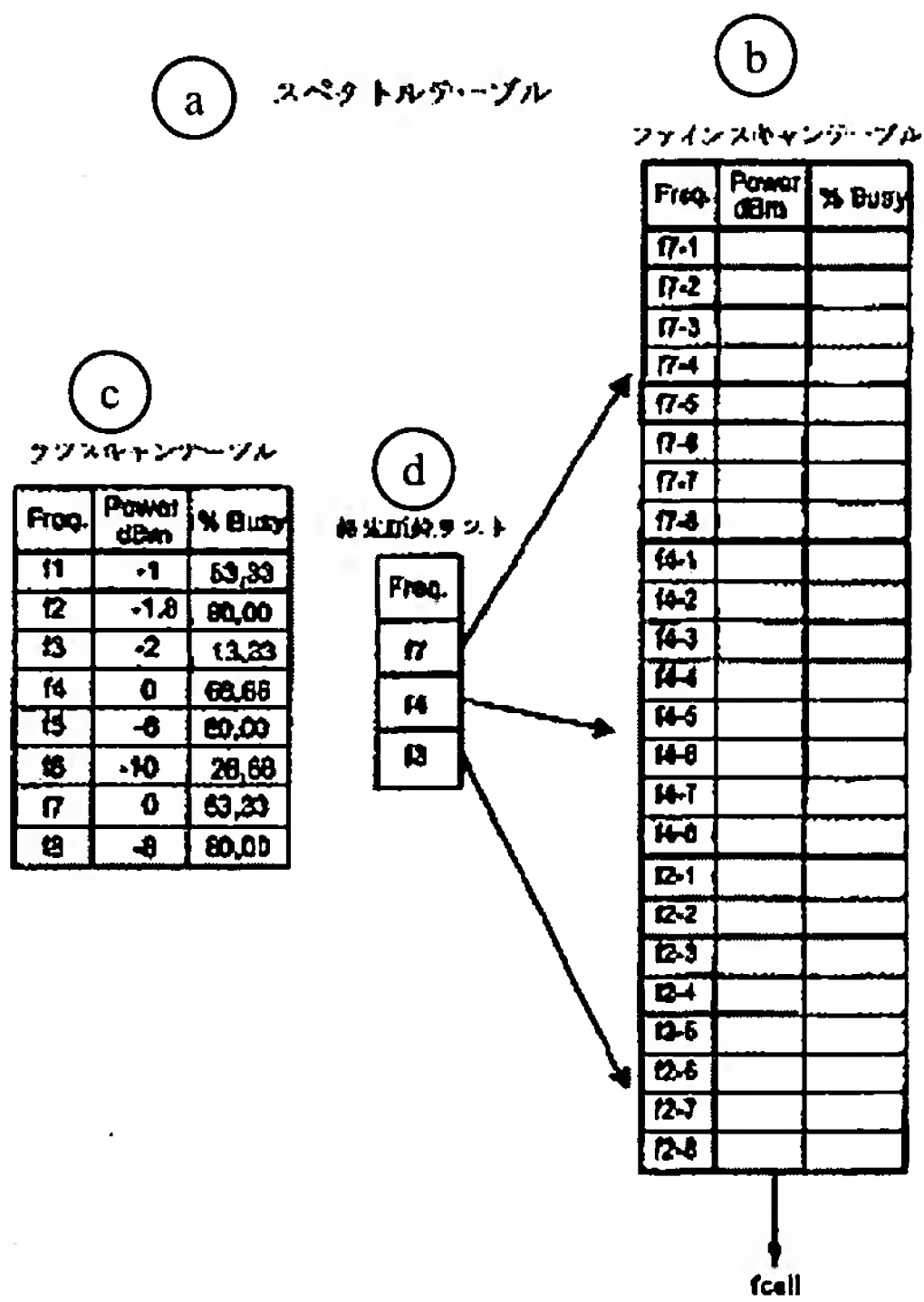


Fig. 12

Key: a Spectral table
 b Fine scanning table
 c Rough scanning table
 d Priority order list

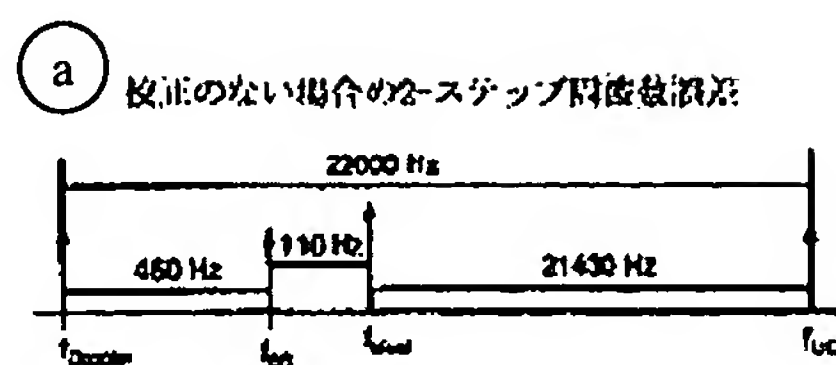


Fig.13a

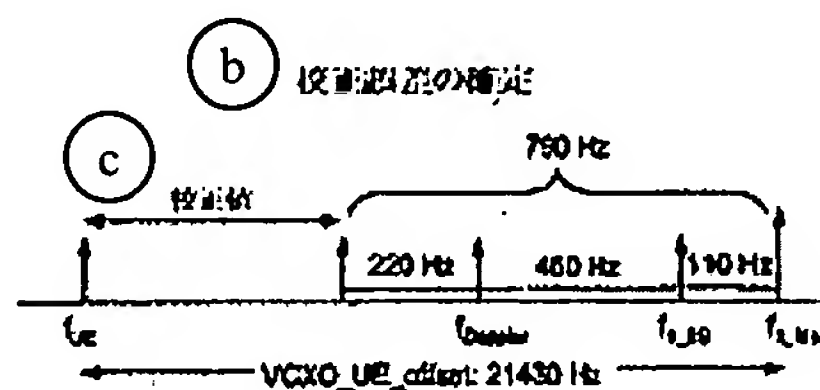


Fig.13b

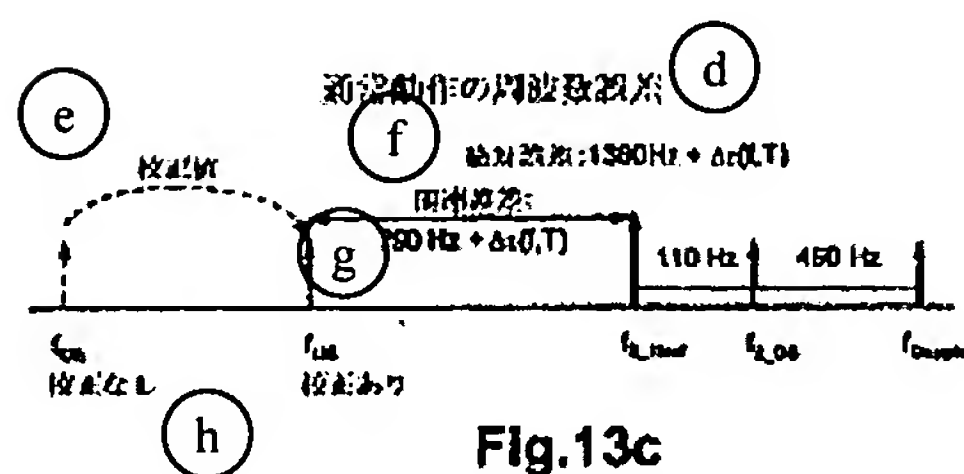


Fig.13c

Key: a 2-step frequency error when there is no correction
 b Determination of correction error
 c Correction value
 d Frequency error of normal operation
 e Correction value
 f Absolute error
 g Related error
 h No correction
 With correction

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International File No.

PCT/IT 02/00035

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPK 7 F16H21/10 B66F7/06

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04Q

Publication searched but not belonging to the minimum documentation insofar as they belong to the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC, PAJ, IBM-TOB, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>OESTERGAARD NIELSEN A ET AL: "WCDMA INITIAL CELL SEARCH"</p> <p>VTC 2000-FALL. IEEE VTS 52ND. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. BOSTON, MA, SEPT. 24 - 28, 2000, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 6. CONF. 52, 24 September 2000 (2000-09-24), pages 377-383, XP001033168</p> <p>ISBN: 0-7803-6508-9</p> <p>abstract</p> <p>page 378-379, paragraph 3</p> <p>---</p> <p>-/--</p>	1-18

☒ Additional publication may be found
in the continuation of field C

☐ See Patent Family appendix

* Categories of references cited.

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance.

"E" earlier document but published on or after the international publication date

"L" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (with reason specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international publication date as well as published after the publication date that is to be basis of priority claim

"T" later document published after the international publication date or priority date and put in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention.

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone.

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

10 September 2002

Date of mailing of the international search report

10/10/2002

Name and mailing address of the ISA/EP

European Patent Office, P.O. 5515 Pertenberg 2
 10, - 2200 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 051 epo nl,
 Fax: (+31-70) 340-2015

Authorized Officer

Chêne, X

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International File No.

PCT/IT 02/00035

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>"Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Physical Layer Procedures (TDD) (3GPP TS 25.224 version 4.2.0 Release 4)" ETSI TS 125 224 V4.2.0, 12 October 2001 (2001-10-12), pages 1-41, XP002212965 page 26, paragraph 5.3.1 page 37</p>	1-18
A	<p>"Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (3GPP TS 25.221 version 4.2.0 Release 4)" ETSI TS 125 221 V.4.2.0 (2001-09), 15 October 2001 (2001-10-15), pages 1-89, XP002212966 page 32-33, paragraph 6.1 page 48, paragraph 6.3.5</p>	1-18

Prior Art Literature 3

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2005-525725

(P2005-525725A)

(43) 公表日 平成17年8月25日(2005. 8. 25)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04Q 7/38	H04B 7/26 I O 9 N	5 K O 2 2
H04B 7/26	H04B 7/26 K	5 K O 6 7
H04J 13/00	H04J 13/00 A	

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 38 頁)

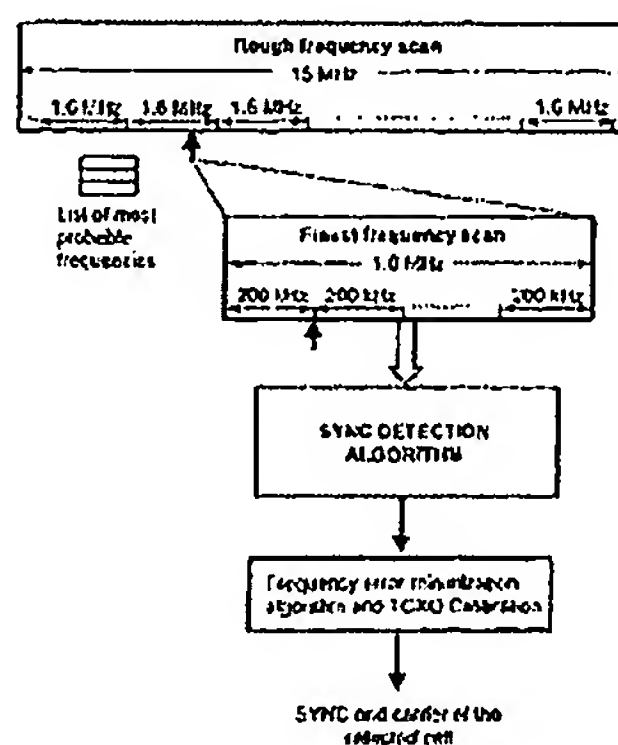
(21) 出願番号	特願2003-563258 (P2003-563258)	(71) 出願人	500140655
(86) (22) 出願日	平成14年1月21日 (2002. 1. 21)		シーメンス モービル コミュニケーショ
(85) 翻訳文提出日	平成16年9月21日 (2004. 9. 21)		ンズ ソシエタ ベル アチオニ
(86) 国際出願番号	PCT/IT2002/000035		イタリア国 20126 ミラノ ヴィア
(87) 国際公開番号	W02003/063538 Equivalent to this literature		レ ビエロ エ アルベルト ビレリ
(87) 国際公開日	平成15年7月31日 (2003. 7. 31)		10
(81) 指定国	EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), CA, CN, JP, US	(74) 代理人	100072051
			弁理士 杉村 興作
		(74) 代理人	100100125
			弁理士 高見 和明
		(74) 代理人	100101096
			弁理士 徳永 博
		(74) 代理人	100107227
			弁理士 藤谷 史朗

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 タイムスロットシステムにおいて初期セルサーチを行う方法及び移動局

(57) 【要約】

1. 28Mcps-TDD (時分割デュプレックス) モードの3GPP-CDMA-LCR (低チップレート) 及びそれと同様のTD-SCDMA (時分割同期CDMA) のようなUMTSシステムにおいて、移動局MSがスイッチオン時に最も所望のターゲットセルのサーチを実行する方法を開示する。MSアンテナの信号は、割り当てられた周波数範囲の種々のキャリアから来る種々のRFダウンリンクフレームの合計である。DL同期タイムスロット及びBCCH-TS0は、それらのフレームにおいてフルパワーで両者とも送信され、第1はセルベースで割り当てられた32のSYNCコードの一つを含む。従来技術にしたがって、共通のダウンリンクパイロットの不存在により、使用された周波数について以前の知識がない場合、MSは、SIMカードに記憶された全ての周波数のチャネルラスタについて、パワー測定に関するセルのRSICを検出するために、当該MSに格納された全ての32のSYNCで受信フレームの相関をとることができる。本発明の2ステップ方法にしたがって、パワー測定は、相関ステップを妨げることなく、



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の変調されたキャリアのような無線信号が、一つのまたはそれ以上の送受信基地局（BTS1, BTS2）のダウンリンクから少なくとも移動局（MS1）までに割り当てられた帯域で送信されるセルラー方式電話ネットワークの初期セルサーチ方法において、送信された信号が予め定義された期間を有するフレームにサブ分割され、そのフレームが同期タイムスロット（DwPTS）と送信セルに関する情報を送信するサービスチャネル（PCCPCH1, 2）に関連するタイムスロット（TS0）とを含む予め定義された数のタイムスロットにサブ分割され、双方のタイムスロットが最大または最大に近い許容パワーで送信され、前記同期タイムスロット（DwPTS）が送信セルの識別情報を受信するためのサービスチャネルを示す同期シーケンス（SYNC）を含み、移動局（MS）が、スイッチオン時に、

a) 大きさがせいぜい前記変調されたキャリアのチャンネル帯域（1.6MHz）であり、かつ、最初のデジタルセットが少なくとも一つのフレーム期間になるように、スキャン周波数のチャンネルバンドをベースバンドに変換するために、移動局に知らせてあるチャンネルラストの位置で一致する第1の周波数ステップで割り当てられた大きさの帯域をスキャンするステップと、

b) 各第1の周波数ステップ（1.6MHz）のために、最初のデジタルセットを固定期間のシーケンシャルブロックにサブ分割し、各ブロックのパワーを計算し、最も強いパワーのブロックに相当する優先順位をスキャン周波数に割り当て、そして、少なくとも最も高い優先順位を有するスキャン周波数を選択するステップと、

c) ラスタ（200kHz）の隣接位置と同じ大きさの第2の周波数ステップで、選択された周波数／複数の周波数の周辺のチャンネル帯域をスキャンし、少なくとも一つのフレーム期間の第2のデジタルセット長について得られたスキャン周波数のチャンネルバンドをベースバンドに変換するステップと、

d) 各第2の周波数ステップ（200kHz）のために、第2のデジタルセットを固定期間のシーケンシャルブロックにサブ分割し、各ブロックのパワーを計算し、最も強いパワーのブロックに相当する優先順位をスキャン周波数に割り当て、そして、最も高い優先順位を有するスキャン周波数を選択するステップと、

e) ステップb) 及びd) において選択された周波数の中で、絶対的に最も高い優先順位を有する最後の周波数を選択するステップと、

f) 最後の周波数の第2のデジタルセットから前記同期シーケンスを区別し、送信セルを識別するステップと、

を行うことを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 2】

請求項1に記載の初期セルサーチ方法において、ステップa) にて、

前記全体の割り当てられた無線周波数帯域が中間周波数IFに変換され、

当該IF信号がアナログからデジタルに変換され、全体の割り当てられた帯域長の少なくとも一つのフレーム期間における前記デジタルセットが（バッファに）格納され、

当該格納されたデジタルセットが、前記第1の周波数ステップ（1.6MHz）で変わるデジタル中間周波数IFによってそのデジタルセットを遅延するようにスキャンされ、チャンネル帯域を有するベースバンドフィルタ（RXフィルタ）の出力において前記第1のデジタルセットを取得することを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 3】

請求項2に記載の初期セルサーチ方法において、ステップc) にて、

前記格納されたデジタルセットが、選択された周波数／複数の周波数のチャンネル帯域について前記第2の周波数ステップ（200kHz）で変わるデジタル中間周波数IFによってそのデジタルセットを遅延するようにスキャンされ、前記ベースバンドフィルタ（RXフィルタ）の出力において前記第2のデジタルセットを取得することを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の初期セルサーチ方法において、ステップ a) にて、

前記第 1 の周波数ステップ (1.6 MHz) でスキャンされた周波数のチャネル帯域が、中間周波数 IF に変換され、

当該 IF 信号が、アナログからデジタルに変換され、少なくとも一つのフレーム期間における前記デジタルセットが (バッファに) 格納され、

当該格納されたデジタルセットが、固定されたデジタル中間周波数 IF によって通倍され、チャネル帯域を有するベースバンドフィルタ (RX フィルタ) の出力において前記第 1 のデジタルセットを取得することを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の初期セルサーチ方法において、ステップ c) にて、

前記第 2 の周波数ステップ (200 kHz) でスキャンされた周波数のチャネル帯域が、中間周波数 IF に変換され、

当該 IF 信号がアナログからデジタルに変換され、少なくとも一つのフレーム期間における前記デジタルセットが (バッファに) 格納され、

当該格納されたデジタルセットが、固定されたデジタル中間周波数 IF によって通倍され、前記ベースバンドフィルタ (RX フィルタ) の出力において前記第 2 のデジタルセットを取得することを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 6】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、第 1 の周波数ステップがチャネル帯域の半分の大きさであることを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 7】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、少なくともスキャンされた周波数のサブセットについて、フレーム負荷指標 (%Busy) が、最も強いパワーのブロックにおけるパワーのうちの予め設定された部分 (S) をパワーが越えるタイムスロット (TS0, ..., TS6) の割合として計算され、最も高いフレーム負荷指標が、ほとんど等しい優先順位を有する選択された周波数の優先順位を低くすることを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 8】

前記請求項に記載の初期セルサーチ方法において、前記予め設定された部分 (S) が最も強いパワーのブロックにおける 3/4 のパワーであることを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 9】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、前記デジタルセットが多数のフレーム期間にまたがり、各シーケンシャルブロックのパワーを、多数のブロックで計算された平均とすることを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 10】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、隣接する送受信基地局 (BTS1, BTS2) のフレームを、互いに同期されたフレームとすることを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 11】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、各ブロックの期間を、半分のタイムスロットに及ぶものとすることを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 12】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、同期タイムスロット (DwPTS) で送信された同期シーケンスを、セルに 1 対 1 で関連した N 同期シーケンスのうちの一つとし、移動局 (MS1) に格納された N 同期シーケンスの最後の周波数に関連した第 2 デジタルセットの相関をとることによって、及び最大の相関ピークを生成するものを選択することによって区別される前記転送セルの同期シーケンス (SYNC) とすることを特徴とする初期セルサーチ方法。

10

20

30

40

50

【請求項 13】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、最も高い優先順位を有するスキンの3つの周波数をステップb)で選択することを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 14】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、タイムスロットを符号分割により共有することを特徴とする初期セルサーチ方法。

【請求項 15】

前記請求項のいずれか一項に記載の初期セルサーチ方法において、タイムスロットを2つのグループに分け、第1のグループを、ダウンリンクの信号を受信するためのグループとし、第2のグループを、アップリンクの信号を送信するためのグループとすることを特徴とする初期セルサーチ方法。

10

【請求項 16】

複数の変調されたキャリアのような無線信号が、一つのまたはそれ以上の送受信基地局(BTS1, BTS2)のダウンリンクから少なくとも移動局(MS1)までに割り当てられた帯域で送信され、当該送信された信号が予め定義された期間を有するフレームにサブ分割され、そのフレームが同期タイムスロット(DwPTS)と送信セルに関する情報を送信するサービスチャネル(PCPCH1, 2)に関連するタイムスロット(TSO)とを含む予め定義された数のタイムスロットにサブ分割され、双方のタイムスロットが最大または最大に近い許容パワーで送信され、前記同期タイムスロット(DwPTS)がサービスチャネルを示す同期シーケンス(SYNC)を含み、ダウンリンク信号及び送信セルの識別情報を区別するセルラー方式電話ネットワークの使用に適した移動局において、周波数変換手段(RXフィルタ、RFローカル発信器、IFフィルタ、IFローカル発信器)、アナログデジタル変換手段(ADC)、及び割り当てられた帯域内の許容周波数のチャンネルラスタを格納するSIMカードに接続されたベースバンドプロセッサ(ベースバンドプロセッサ-RX)を含む移動局であって、さらに、一つのまたはそれ以上のフレーム期間を変調されたデータを格納するメモリバッファ(バッファ)と、ベースバンドプロセッサを制御し、請求項1の初期セルサーチ方法のステップを実行するファームウェアとを含むことを特徴とする移動局。

20

【請求項 17】

30

前記請求項に記載の移動局において、

前記周波数変換手段は、無線周波数ローカル発信器(RFローカル発信器)とアナログミキサとを含み、アナログバンドパス中間周波数フィルタ(IFフィルタ)の帯域に全体の割り当てられた無線周波数帯域を変換し、

前記アナログデジタル変換手段(ADC)は、前記中間周波数フィルタ(IFフィルタ)の下流に設けられ、全体の割り当てられた帯域をデジタル変換し、

前記メモリバッファ(バッファ)は、アナログデジタル変換手段(ADC)の下流に設けられ、全体の割り当てられた帯域のデジタルセットを記憶する、ことを特徴とする移動局。

【請求項 18】

40

前記請求項に記載の移動局において、

前記周波数変換手段は、さらに、記憶されたデジタルセットをスキャンするための前記第1の周波数ステップまたは第2の周波数ステップのいずれかにしたがって調整可能な数値中間周波数発信器(IFローカル発信器)と、ベースバンドフィルタ(RXフィルタ)のチャンネル帯域にスキャンされた周波数の帯域を変換するデジタル通倍器を含むことを特徴とする移動局。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線移動システムの分野に関し、より正確には、タイムスロットシステムに

50

において初期セルサーチを行う方法及び移動局（MS）の構成に関する。

【背景技術】

【0002】

初期セルサーチは、セルを見つける目的のために、MSによってスイッチオン時に行われる。そのセルからダウンリンクデータを確実にデコードすることができ、そのセルはアップリンクの通信において高確率性を有する。新たな第3世代のPLMN（公衆モバイルネットワーク（Public Land Mobile Network））によれば、そのPLMNは、一定時間、既存のPLMNにそれらの特徴を加えたものであり、初期セルサーチは、多くの動作帯域及び種々の同期要求が存在するため、MS（移動局）にとってはかなり問題のある処理になる。

10

【0003】

図1は、移動局MS1が直面する可能性のある一般的な無線周波数の簡易シナリオを示している。図示したシナリオは3つのセル、すなわちMS1が配置されているセル1と、隣接する2つのセルであるセル2及びセル3とを含む。妨害するかもしれないMS2がセル3に配置されている。セルは、コーナ－エキサイト構成でそれぞれのBTS（送受信基地局（BTS1及びBTS2のみが示されている。））に仕える。2つの異なるPLMNシステム、すなわちPLMN1及びPLMN2は、同じBTSを共有する。MS1のアンテナの信号は、2つのシステムに関連する異なる搬送波（キャリア）から到来する種々のRFフレームの合計である。PLMN1は、CDMA（符号分割多重アクセス）技法に基づく3GPP（第三世代パートナーシッププロジェクト（3rd Generation Partnership Project））UMTS（ユニバーサル移動通信システム（Universal Mobile telecommunication System））システムの一つである。関連する3GPPの資料に、ユーザ装置（UE）用のUTRA（ユニバーサル地上無線接続（Universal Terrestrial Radio Access））インタフェースを特定したものがある。UTRA標準は、FDD（周波数分割二重通信（Frequency Division Duplex））及びTDD（時分割二重通信（Time Division Duplex））モードの最小限のRF特性を確立する。3.84Mcps（Megachips-per-second）のFDDモードは、W-CDMA（広帯域）として知られており、一方TDDモードは、3.84McpsのHCR（高チップレート（High Chip Rate））オプション及び1.28McpsのLCR（低チップレート（Low Chip Rate））オプションを含む。主に、1.28Mcps標準の特徴は、本出願人及びCWTS（中国無線通信標準（Chinese Wireless Telecommunication Standards））のパートナーによって共同で開発されている。これによるTD-SCDMA（時分割同期CDMA）無線送信技術（RTT）として知られているシステムがCWTS委員会により3GPPに提案されており、そのシステムは、主に隣接するセル間でBTSの同期をとるため、最後のものと異なり、UTRA-LCR-TDDと同じ物理レイヤを採用する。PLMN2は、以下のPLMN、すなわちGSM900MHz（移動通信用のグローバルシステム（Global System for Mobile Communications））、当該システムに類似したDCS1800MHz（デジタルセルラーシステム（Digital Cellular System））、GPRS（一般の packets 無線サービス（General Packet Radio Service））及びパケットデータを管理可能にするためにGSMに付加したEGPRS（改良したGPRS）のうちの一つとすることができる。PLMN2では、 f_{BEC1} 及び f_{BEC2} は、それぞれBTS1及びBTS2によって放送される2つのビーコンキャリアとする。各ビーコンキャリアは、周波数割当てのための既知のクラスタ規則を遵守して、そのセルで用いられるGSMキャリアのサブセットによって伴われる。PLMN1では、セル毎に3つのCDMAキャリアが制限されることなく考慮される。GSMのクラスタ規則は、PLMN1に対して義務付けるものではなく、PLMN1は、PLMN2とは異なり、トラフィックプランに従じて隣接セルと同一または異

20

30

40

50

なる周波数を使用することができる。以下の説明において、MS及びUEは、BTS及びBS（基地局）と同義であるものとする。

【0004】

国の通信当局は、重複及び相互干渉を避けるために、通常、周波数帯域を様々なPLMNに割当てて。付録Aの表1～4に、前述したPLMN用の全ての標準周波数帯域を含めてある。初期セルサーチにより、優先順位を下げることによってソートされる（図1における仮定のPLMN1によって）選択されたPLMNの許容可能なセルのリストが得られる。そのリストが空でなければ、MSは、ネットワークにその存在及びサービスに対するアクセスを示す最も高い優先順位のセルを選択する。種々の規格間で無線インタフェースの構成が異なるため、MSにより行われる初期セルサーチは、受信したビーコンキャリア（GSM）またはビーコンチャネル（CDMA）のいずれかのパワーを減少することによって優先順位リストのファイリング基準を汎用のものとしているにもかかわらず、選択されたPLMNについてのいくつかの特色をつかむ。初期セルサーチのパワー計測は、一般にMSによって行われる。MSは、システムが実際にシステム情報を放送するのにどのキャリアを使用するかについて前もって知識を有していないため、MSは各選択されたPLMNの動作帯域内で全てのRFチャネルをサーチすることになる。このサーチを高速化するために、MSは、MSの動作を可能にする不揮発性メモリとするSIMカード（Subscriber Identity Module）に、MSを最後に動作させた時に選択されたPLMNによって使用されたキャリア（使用されるキャリアが許容可能なキャリアのサブセットである）のリストを随意格納することができる。完全を期すために、既にセルに配置されているMSは、初期セルサーチに代わるセル選択処理及びセル再選択処理を繰り返し行う。

【0005】

本発明により解決する技術課題を適切に設定するために、種々の物理レイヤ及び関係するセルサーチ処理について少し考慮する必要がある。図2a及び2bはGSMに関し、図3はUTRA-FDDに関し、図4は8.84Mcp/sのUTRA-TDDに関し、また図5は1.28Mcp/sのUTRA-TDD及びTD-SCDMAの双方に関する。GSMは、FDMA（周波数分割多重アクセス）技術及びTDMA（時分割多重アクセス）技術の双方に基づいているも、UTRAシステムは、多重アクセスを行うために全く異なる手法であるCDMAを付加する。既知のように、CDMAは、K1ユーザから送られるベースバンドのKビットストリームのコードを加算判断することにより得られ、各ストリームは、Kの直交組から得られるK2番目の拡散シーケンス（ $K1 \leq K2$ 及び $K2 \leq K$ であるから、単一のユーザは一つのコードよりも多くを取り扱うことができる）、いわゆるOVSF（直交可変拡散率コード（Orthogonal Variable Spreading Factor Codes））によって元の信号の各々オーバーサンプリングしたビットを連倍（変調）することにより得られる。前記変調によって得られる元のチャネル帯域は拡大され、情報は広めのCDMAチャネル帯域に拡散される。CDMAはGSMと異なり、隣接するCDMAセルは同じ周波数を使用できるから、CDMAは、様々なセル同士を区別するために取って異なるシステム哲学を採用している。セルに基づいて割当てられるミダンプル（midamble）及びスクランブルコードグループに関連する様々なパイロットシーケンスが、隣接するセル間の区別をするためにシステムに用いられている。ミダンプルのサイクルシフト及び区分した同期シーケンスもサービスセル内部のより詳細な区別のために用いられる。図2aには、中型／小型BTS（無線基地局）用のGSM信号マルチフレームの一例を示してある。信号マルチフレームは、図2bに示すように1フレームを4.615ms長として51の基本フレームを含む。文字F、S、B及びCは、その順序で、関連するビーコンFのタイムスロット0によって搬送される次の制御チャネル、FCCCH（周波数訂正チャネル（Frequency Correction Channel））、SCH（同期チャネル（Synchronization Channel））、BCCH（放送制御チャネル（Broadcast Control Channel））、及びCCCH（共通制御チャネル（Common Control

10

20

30

40

50

1 Channel))を示す。F C C H及びS C Hダウンリンクチャネルの物理バーストを図2bに示してある。F C C Hバーストは、当該バーストを受信した時(及び容易に認識した時)にM S発振器のクロック周波数を訂正できるようにするため、論理レベル“1”の142個の有用なビットを含む。S C Hバーストは、ミダンプル位置における64ビットの“同期シーケンス”と 2×39 の暗号化ビットとを含む。S C Hバーストは、常にM Sにより、F C C Hバーストから8タイムスロット遅れて(45.6ms)受信される。したがって、既に自己のクロック周波数を訂正したモバイルは、受信したバーストの同期シーケンスの正しい位置と、そして、タイムスロット及びフレームの開始瞬時に十分正確に識別できる。ネットワークに最初にアクセスするか、またはアイドル状態のままG S Mモバイルの同期要件にならって、45.6msの遅延は理にかなっている。暗号化ビットは、フレーム番号F Nを再構成するのに必要な情報を含み、同期処理を終了させ、また、モバイルに有用なB S I Cフィールド(基地局識別コード)を含み、隣接するセルのB C C Hキャリアからサービングセル(serving cell)のB C C Hキャリア(ビーコン)を区別する。B C C Hチャネルは、一般的に使用されるダウンリンクのシステム情報、例えば、セルのチャネルの構成、レベル計測を行う隣接するセルのB C C Hキャリアのリスト、ロケーションエリアの識別子及びセル選択及び再選択動作のいくつかのパラメータ、完全なセル識別子、アイドルモードのM Sにおける動作パラメータ及びランダムアクセスパラメータを拡散するために用いられる。C C C Hの二方向のチャネルは3つのサブチャネルを含む。第1はA G C H(アクセス許可チャネル(Access Grant Channel))、第2はダウンリンクのP C H(ページングチャネル(Paging Channel))、及び第3はアップリンクに共有されるR A C H(ランダムアクセスチャネル(Random Access Channel))である。初期セルサーチの手段に関する限り、スキャン周波数がビーコン周波数であることをF C C Hチャネルにより認識された場合には、M SはF C C Hチャネルのサーチを開始し、そうでない場合には、周波数 $N+1$ でスキャンする。F C C Hチャネルが検出された時に、2つのF C C H及びS C Hチャネルにより実行される前記概説した周波数及びフレーム同期機構は、タイムスロットT 0及びフレームの開始を検出する。したがって、F C C H、S C H及びB C C Hチャネルのパワー計測が可能となる。これらのチャネルは、B T Sからフルパワーで、まさにセルサーチ、セル選択及び再選択、並びにハンドオーバーの目的のために継続して送信される。各ビーコン周波数に関するパワー計測は、優先順位リストに記録される。選択されたセルは、そのB S I Cが優先順位リストのトップのキャリアに関連するものの一つである。

【0006】

図3に、3 G P P U T R A - F D D (W - C D M A)の基本無線同期フレームが示されている(3 G P P T S 25.211,バージョン4.2.0(2001-09)リリース4を参照)。ダウンリンクフレームは10ms長であり、各々が2560チップの15タイムスロットT S 0, ..., T S 14に属する38400チップを含む。各タイムスロットの最初の256チップは、セルサーチに使用されるダウンリンク同期チャネルS C Hに割当てられる。そのS C Hチャネルは、第1のS C H及び第2のS C Hの2つのサブチャネルから成り、それらのデジタルパターンは、他の拡散チャネルに直交しておらず、ノイズ環境においてさえも他の拡散チャネルから区別されることができる。第1のS C Hは、第1の同期コード(P S C)という名称の256チップの変調コードから成り、そのコードは、システムのどのセルにおいても同じである。第2のS C Hは、第2の同期コード(S S C)という名称の256チップの変調コードから成り、そのコードは、第1のP S Cに並列に送信される。S S Cコードは、 $i = 0, 1, \dots, 63$ がスクランブルコードグループの番号、 $k = 0, 1, \dots, 14$ がタイムスロット番号である場合に、 $C_{s, i, k}$ と表される。各S S Cコードは、256長のうちの15の種々のコードの組から選択される。この第2のS C Hのシーケンスは、セルのダウンリンクスクランブルコードが属するコードグループのうちのどれかを示す。他の重要なダウンリンク制御チャネルは、第1の共通パイロットチャネル(P - C P I C H)及び第1の共通制御物理チャネル(P

ーCCPCH)である。すなわち、P-CPICHチャネルは、次の特徴を有する。セルあたり一つの及び一つだけのP-CPICHがあり、それは、全てのセルに対して放送され、セルベースで割当てられた第1のスクランブルコードによりスクランブルされる。P-CPICHチャネルは、セルのスクランブルコードグループを区別するために用いられる。P-CCPCHチャネルは、BCH送信チャネルを送信するために用いられる固定レートの物理チャネル(30kbps、SF=256)である。SCH、P-CPICH及びP-CCPCHチャネルは、初期セルサーチのために全体のセルにおいてフルパワーで継続して送信される。セルサーチに関する限り(3GPP TS 25.214, バージョン4.2.0, 2001-09, リリース4を参照。)、それぞれスキャンされる周波数において、セルサーチは一般に3つのステップを実行する。

10

ステップ1

スロット同期: 第1のステップの間、UEは、SCHの第1の同期コードを用いてセルに対するスロット同期を得る。これは、全てのセルに共通のPSCコードに合致する単一の合致フィルタ(matched filter)(または類似のデバイス)で一般に行われる。セルのスロットタイミングは、合致フィルタの出力においてピークを検出することにより行われることができる。一方、仕様を満たすように、UEの基準発振器の周波数を調整することができる。

ステップ2

フレーム同期及びコードグループ識別: 第2のステップの間、UEは、SCHの第2の同期コードを用いてフレーム同期を見つけ出し、第1のステップで得られたセルのコードグループを識別する。これは、可能な全SSCシーケンスによる受信信号との相関によって、及び最大の相関値を識別することによって行われる。シーケンスのサイクリックシフトが独自であるので、コードグループ及びフレーム同期が決定される。

20

ステップ3

スクランブルコード識別: 第3及び最後のステップの間、UEは、得られたセルにより使用される正確な第1のスクランブルコードを決定する。第1のスクランブルコードは、一般に第2のステップにおいて識別されたコードグループでCPICHを介して、シンボル毎(symbol-by-symbol)により識別される。第1のスクランブルコードが識別された後、第1のCCPCHが検出され、BCH情報独自のシステム及びセルが読み出されることができる。UEは、サーチするスクランブルコードについての情報を受信する場合、上述のステップ2及び3を簡易にすることができる。

30

【0007】

それぞれのスキャンされた周波数に関連するパワー測定は、優先順位リストに記録される。選択されたセルは、第1のスクランブルコードが優先順位リストでトップキャリアに関連するものである。通常、SCHチャネル、P-CPICHチャネル及びP-CCPCHチャネルにおいてパワー計測を行うことができる。初期セルサーチにおいて、第1のSCHチャネルだけに相当する受信パワーの計測により、全体の周波数スキャンの高速化が可能となる。

【0008】

図4に、3.84Mcpsにおける3GPP UTRA-TDDの基本無線同期フレームが示されている(3GPP TS 25.221, バージョン4.2.0(2001-09)リリース4)。そのフレームは10ms長であり、各々が2560チップの15タイムスロットTS0, ..., TS14に属する38400チップを含む。SCHチャネルの目的は、図3のUTRA-FDDとほぼ同じである。SCHフレームは、8位置離れた(例えば、TS0及びTS8)一つのまたは2つのSCHタイムスロットを含む。一つの第1のSCH及び3つの第2のSCHは並列である。第1のSCH及び第2のSCHは、タイムスロットの開始から遅延t_{offset}を有する。第1の共通制御物理チャネル(P-CCPCH)は、物理同期チャネル(PSCH)を識別するある位置(タイムスロット/コード)に設けられる。放送チャネル(BCH)は、放送システム及びセル独自の情報に対してP-CCPCHチャネルにマッピングされたダウンリンク共通送信チャネルであ

40

50

る。測定のためのために、特定のロケーション（タイムスロット、コード）の物理チャネルは、ビーコン特性と呼ばれる特定の物理特性を有する。ビーコン特性を有する物理チャネルは、ビーコンチャネルと呼ばれ、ビーコンロケーションに設けられる。そのビーコンロケーションは、SCHチャネルによって決定される。ビーコンチャネルの全体的効果は、ビーコン機能、例えばビーコンロケーションの基準パワーレベルを与えることにある。このように、ビーコンチャネルは、各無線フレームに存在すべきである。この定義により、P-CCPCHが常にビーコン特性を有することがわかる。セルサーチに関する限り、それぞれのスキャンされる周波数において、初期セルサーチは、通常、前述のUTRA-FDDの場合に有効なステップと同様の3つのステップで行われ、トプブリストセル選択の基準も同じである。

10

【0009】

図5に、基本TD-SCDMA無線フレームが示されている。その基本フレーム（3GPPTS 25.221, バージョン4.2.0 (2001-09) リリース4を参照。）は、10msの持続期間を有し、5msの2つのサブフレームに分割される。10msフレーム長のうちの各サブフレームのフレーム構成は同じである。マルチフレームは、モジュールN番のフレームである。各5msサブフレームは、データを7タイムスロット（TS0, ..., TS6）、加えてDwPTS（ダウンリンクパイロットタイムスロット（Downlink Pilot Time Slot）、GP（主保護期間（Main Guard Period）及びUpPTS（アップリンクパイロットタイムスロット（Uplink Pilot Time Slot）という名称の3つの特別なスロットにサブ分割された6400チップ（ $T_c = 0.78125 \mu s$ ）を有する。TS-SCDMAは、ダウンリンク及びアップリンクのタイムスロットの番号及び結果としてスイッチングポイントを適当に構成することによって、対称モード及び非対称モードで動作することができる。構成において、少なくとも一つのタイムスロット（タイムスロット#0）がダウンリンクのために割当てられ、少なくとも一つのタイムスロットがアップリンクのために（タイムスロット#1）割当てられなければならない。本図の左下部のデータバーストは、中央のミダンプル及び2つの同一のデータ部を含む。データ部は、チャネルコード（OVSF 1, 2, 4, 8または16）及びスクランブルコードの組み合わせで拡散される。スクランブルコード及び基本ミダンプルコードは、セル内では一定である。アップリンクタイムスロットを共有するK1の同時処理ユーザは、BTSサイドにおいて基本ミダンプルコードのK1シフトバージョンによって互いに区別可能である。本図の右下部のDwPTSバーストは、保護期間GP及びダウンリンクのフレーム同期に用いられる64チップのSYNCシーケンスを含む。図6は、異なるセルの間で、DwPTSパイロットを特徴付ける32の利用可能なSYNCシーケンス、32の関連するスクランブルコードグループ、当該コードグループのミダンプルの関係、及び $K=16$ のミダンプルシフトを共有するためのTD-SCDMAの基準を図式化する。図6から、SYNC及び基本ミダンプルコードグループが1対1に関係しているから、UEは、どの4つの基本ミダンプルコードが使用されるかを認識することが理解される。そして、UEは、トライ及びエラー技術を用いて、実際に使用される基本ミダンプルコードを決定することができる。同じ基本ミダンプルコードは、フレームを介して用いられる。各基本ミダンプルコードがスクランブルコードに関係するから、スクランブルコードもその時までには既知である。

20

30

40

【0010】

第1の共通制御物理チャネル（P-CCPCH1及びP-CCPCH2）は、固定の16の拡散ファクタで、タイムスロットTS0の第1の2つのコードチャネルに固定的にマッピングされる。P-CCPCHチャネルは、全体のセル範囲に適用するアンテナパターン構成で常に送信される（DwPTSのような）ビーコンチャネルである。放送チャネル（BCH）は、放送システム及びセル独自の情報に対してP-CCPCH1チャネル及びP-CCPCH2チャネルにマッピングされたダウンリンク共通送信チャネルである。BCHは、基本ミダンプルコードから第1のタイムシフトによって得られたミダンプルコードと共に常にTS0において送信される。制御マルチフレームにおけるインターリーブさ

50

れたBCHブロックのロケーションは、ミダンプルコードに関するDwPTSパイロットのQPSK〔四相位相偏移変調方式〕変調によって示される。初期セルサーチに関する限り、3GPP仕様(TS 25.224, バージョン4.2.0, 2001-09, リリース4)によれば、初期セルサーチは、一般に4つのステップで行われる。

ステップ1

DwPTSのサーチー初期セルサーチ処理の第1のステップの間、UEは、(DwPTSの)SYNCを用いてセルに対するDwPTS同期を得る。これは、PNシーケンスセットから選択される受信したSYNC-DLに合致する一つのまたはそれ以上の合致フィルタ(または類似のデバイス)で一般に行われる。一つのまたはそれ以上の合致フィルタ(または類似のデバイス)は、この目的のために使用される。この処理の間、UEは、32の可能なSYNCシーケンスのうちのどれが使用されるかを識別する必要がある。一方、その仕様(0.1ppm)を満たすように、UEの基準発振器の周波数を調整することができる。

10

ステップ2

スクランブル及び基本ミダンプルコード識別ー初期セルサーチ処理の第2のステップの間、UEは、k番目のデータバーストのミダンプル及び関連するスクランブルコードを決定する。正しいミダンプルコードのサーチの結果にしたがって、UEは次のステップに進み、またはステップ1に戻ることができる。

ステップ3

制御マルチフレーム同期ー初期セルサーチ処理の第3のステップの間、UEは、BCHのマルチフレームのMIB(マスター指示ブロック(Master Indication Block))をサーチする。その結果にしたがって、UEは、次のステップに進み、またはステップ2に戻ることができる。

20

ステップ4

BCHの読み出しー一つのまたはいくつかのBCHにおける見つけ出されたセルの(完全な)放送情報が読み出される。その結果にしたがって、UEは、前のステップに戻り、または初期セルサーチを終了することができる。

【0011】

従来技術の多くの説明は、今まで周知であったほとんどのデジタルPLMNを含む。3GPP以外の第三世代のセルラシステムは、その標準化に広く言及可能な特徴を有する。

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

技術的課題の概要

初期セルサーチのサウンド(sound)手続きは、システムが実際にシステム情報を放送するために用いるキャリアの既存知識をスイッチオン時の移動局が有していないという最悪のケースを考慮するから、選択されたPLMNの動作帯域内で、許容されたキャリアの全てをスキャンする。サウンド手続きは、スキャンされたキャリアのパス損失(path loss)についての信頼できる情報を与えることができるから、優先順位リストを有用なツールとすることができる。したがって、移動局は、その間に他方で検出される必要のある少なくとも一つのビーコンチャネルに相当するパワー測定を行う。ビーコンチャネルの検出は、選択されたPLMNにしたがってビーコンチャネルが構成される全ての関連する物理要素を検出することも意味する。考えられる第1の物理要素は周波数である。第2の物理要素は、ベースバンドデジタル信号を離散的な時間間隔に一時的にサブ分割することである(バースト、タイムスロット、サブフレーム、フレーム、マルチフレーム等)。第3の物理要素は、ビーコンバーストで送信されるデジタルパターンである。物理要素は、従来技術で注目したPLMNに使用されるビーコンチャネルを特別に特徴付ける。以下を注目することは有効である。

40

・GSMは、FCCCH及びSCHの周波数、並びに全体システムに共通する時間同期パターンを利用する。さらに、SCHチャネルは、受信されるFCCCH及びSCHビーコンを

50

送信するセルを識別するためのB S I Cを含む。

・3 G P P U T R A - F D D 及び3 G P P U T R A - T D D 3 . 8 4 M c p s オプションは、ダウンリンクにおいて、全体システムに共通する第1のS C Hサブチャネルを利用してタイムスロット同期を行い、第2のS C H及びC P I C Hチャネルを利用してセルベース(c e l l - b a s e d)のスクランブルコードグループ及び単一のスクランブルコードを得る。

・3 G P P U T R A - T D D 1 . 2 8 M c p s オプションまたはT D - S C D M A は、全てのセルが周知の3 2 D w P T S ダウンリンク同期シーケンスを利用する。3 2 D w P T S シーケンスの一つは、それぞれのスクランブルコードグループ及び単一のスクランブルコードを得るために、単一のセルに割当てられる。

10

【0013】

初期セルサーチの手続きは、許可されたキャリアと同じ数のスキャンステップから成る。各スキャンステップは、キャリアの選択、適切なセル情報を送信するビーコンチャネルの検出、ビーコンチャネルの発生時のチャネル帯域におけるパワー測定の実行を含む。スキャンラスタは、上述のP L M Nについて2 0 0 k H zである。チャネル帯域はかなり異なる。すなわち、G S Mは2 0 0 k H z、3 G P P U T R A - F D D 及び3 G P P U T R A - T D D 3 . 8 4 M c p s オプションは5 M H z、3 G P P U T R A - T D D 1 . 2 8 M c p s オプション及びT D - S C D M A は1 . 6 M H zである。キャリアの選択はすぐに行われるが、ビーコンシーケンスの検出には、受信したシーケンスと既知のビーコンパターン(または複数のパターン)との間の相関を計算する時間が必要になる。更に特に、

20

・G S Mの場合、ビーコンチャネルのサーチは、8 - タイムスロット遅れてS C Hチャネルを示しているF C C Hチャネルによって、かなり高速化される。F C C Hの検出は非常に速い。S C Hの相関は、以前のF C C H検出に由来する短相関ウィンドウから簡易化される。S C Hパターンの検出により、次のB C C HのフレームのうちのタイムスロットT 0に相当するB C C Hチャネルにおけるフレーム同期、及び結果としてパワー測定が可能になる。G S Mシステムでは、初期セルサーチは迅速であり簡易である。

・3 G P P U T R A - F D D 及び3 G P P U T R A - T D D 3 . 8 4 M c p s オプションの場合、第1のS C Hの検出は、第1のコードがより以上に長いこと(6 4 ビットに比べて2 5 6 チップ)及びS C Hチャネルを直接示す周波数訂正チャネルが存在しないことから、G S Mよりも不経済である。この複雑な状況にもかかわらず、S C H検出は、全体システムのS C Hパターンの単一化のおかげで、合理的に短時間で完了することができる。その単一化は、各タイムスロット(2 5 6 0 チップ)のS C Hシーケンスの発生と共に、相関のみを必要とする。一旦タイムスロット同期がなされると、独自のセルのC P I C及びC C P C Hビーコンの獲得に導く他のステップは、短相関ウィンドウによってかなり簡易化される。優先順位リストに記録するためのC P I C及びC C P C Hのパワー測定は、必然的である。結果として、初期セルサーチは、G S Mに関して唯一適度に不経済である。

30

・1 . 2 8 M c p s の3 G P P U T R A - T D D 及びT D - S C D M A システムの場合、初期セルサーチ手続きの各周波数において、“D w P T S”のステップのみが、フレームの全体の6 4 0 0 チップを、3 2 S Y N C シーケンスの6 4 チップ長のそれぞれの一つのシーケンスに相関させるようにU Eに要求する。この抜群のクスク(N - 周波数×3 2の長相関)は、合理的な高速セルサーチを事実上不可能にするU Eの計算力よりもかなり優れている。

40

【0014】

本発明の目的

本発明の主な目的は、T D - S C D M A 及び全ての類似するシステムにおいて生じる問題を解決可能な初期セルサーチ方法を示すことにある。

【0015】

本発明の他の目的は、ターゲットキャリアが選択された場合の周波数誤差を訂正するこ

50

とを可能とする処理を示すことにある。

【0016】

さらに本発明の目的は、特許請求の範囲に示した方法を実現可能な移動局を示すことにある。

【課題を解決するための手段】

【0017】

本発明の概要及び長所

前記目的を達成するため、本発明は、方法クレームに示したように初期セルサーチのための方法を提示する。さらに、本発明の対象は、装置クレームに示したように特許請求の範囲の方法を実現する移動局である。

10

【0018】

特許請求の範囲に示したように、本発明の方法は、セルの検出のための相関ステップに移行する前に、関連の帯域で周波数スキャンを完了する。相関ステップに入ることなく、送信されたパワーから生じたスペクトル情報のみを利用することにより、その帯域で周波数スキャンは継続的に実行される。これは、従来技術のセルラシステムに関して新奇である。従来技術では、周波数スキャンのステップは、(GSMのF C C H及びS C Hバースト、またはW-C D M A及びU T R A-T D D-H C Rの双方に使用されるP-S C Hバーストのような)全体システムに共通なパイロットチャネルにより、相関のステップでインターリーブされる。本発明の方法のような初期周波数スキャンについて、詳細には言及されていない。開示された技術的特徴は、それらのシステムにおいて有用であり、共通の
20
パイロットは、移動局をダウンリンクに同期させるのに予見可能ではないが、唯一の同期ツールは、1対1にセルに関連した1組の同期シーケンスである。提示された方法の長所は、扱い難い相関を各周波数ステップにおいてインターリーブしないことである。さらに、全ての許容周波数のサブセットのみが試されるので、最初にラフそしてファインである2-ステップ周波数スキャンは、スキャン動作をかなり高速にする。その方法の一般化によりT D D以外のシステムに適応し、共通のパイロットが存在するそれらのシステムでは容易に整理することができ、万一の場合には、最初に2-ステップ周波数スキャンを完了し、そして、最後に選択された周波数のデジタルセットと、全体システムに共通の同期バーストS C Hとの間の相関をとることによって、初期セルサーチは高速化されることが
30
できる。G S Mの場合、この処理方法は、単一の相関ステップと共にB S I C及びB C C H
チャンネルに導き、一方、W-C D M A及びU T R A-T D D-H C Rの場合、可能な第2
のS C H (16)の全てと共に連続相関ステップが必要とされる。双方の場合に、全体の相関の数は、従来のアプローチよりもかなり小さい。本発明の新しい処理は、信号(一般にフレーム)の一定の時間期間について評価されたパワーの状態の分析にある。その処理は、システムにおいて継続的にパイロットチャネルが存在しないから必要になる。

【0019】

パワー測定に関する限り、ベースバンドフレーム(5 m s)が各周波数ステップで格納される。格納された信号は、半分のタイムスロットの期間のスパンのブロックにサブ分割され、各ブロックのパワーが計算される。半分のタイムスロットの大きさのブロックは、
40
T D-S C D M Aの最適な選択を構成する。そのT D-S C D M Aでは、P-C C P C H
及びD w-P T Sは、2つの隣接するタイムスロットを占め、その長さは、合理的に変更することにより、他のP L M Nに適合することができる。その結果、パワーエンベロープの形状は、衰化が現実に見れる必要とタイムスロットの単一のコンセプトをセーブする必要性との間でトレードオフに影響するから、タイムスロットに沿ったそのエンベロープは、大きく変化するべきでない。ラストはサービスバーストよりも通常は短いから、T D-S C D M A以外のP L M Nに有効な最終基準は、同期シーケンスの期間の少なくとも半分のブロック長を有する基準である。この基準は、計算されたパワーエンベロープのピークを最大にする。

【0020】

本発明によれば、各スキャンされたキャリアについて、フレームの最も強いブロックの
50

パワーは、MSのスペクトルテーブルに格納され、その最強ブロックに関連するキャリアは、ラフスキャンで選択される。同じ基準が、ファインスキャンによる目的のキャリアの選択のために用いられる。この基準は簡易なものであり、ほとんど全ての現実の状態で信頼できるものである。第1のセル及び隣接するセルに設けられたMSが同じ周波数（考慮されるシステムはCDMA-TDDである。）で送信している場合に、MSは、共通の周波数に相当して、双方のセルから受信された信号の合計であるパワーを測定する。これは、全てのタイムスロットに対して当てはまる。共通キャリアは、2つのセルの一因から結果として生じたように、最強ブロックのパワーで、MSのスペクトルテーブルに登録される。2つのセルから受信されたパワーの合計は、共通の周波数が選択される確率を上げる。この環境でさえも、連続相関ステップは、SYNCコードの十分な自動相関特性による2つのセルのSYNCコードと、不十分なクロス相関との間で区別する。隣接セルのダウンリンク同期は、本発明の方法には、厳密に必要とされる要求ではない。それにもかかわらず、それは、特に、2つのセルの間に設けられたそれらの移動局のTDDシステムに特に有用な特徴である。この内容では、以下に説明するように、フレーム同期により、より以上に現実の選択を行うことができる。

【0021】

本発明の方法は、初期セルサーチに適した新たな指標としてフレームの“負荷（load）”を付加的に導入する。フレーム負荷指標は、注目のフレームに沿ってパワーエンベロープの状態から計算され、その指標は、計算されたパワースレッショールドのタイムスロットの割合に相当する。フレーム負荷指標は、それぞれの最強ブロック付近のスペクトルテーブルに有利に含められている（図12の%Busy参照）。ある仮定の下で、この指標は、フレームにおいていくつのタイムスロットがビジーであるかのアイデアを与える。“無負荷（Unloaded）”フレームは、より高い確率を有し、“無負荷”フレームよりも未使用のタイムスロットを含む。2つのキャリアが、それぞれの最強ブロックの同じパワーを有する場合、より低い負荷指標のキャリアの選択は、平均的にコールセットアップの首尾よい試みを増加させる。少なくとも一つのタイムスロット（DwPTS, TS0）が、最大または最大に近いパワーで常に送信されるから、最強ブロックを基本とした前述の選択基準は、選択される低負荷のフレームを許容する。信頼できるフレーム負荷指標の状態は室内で確かに発生し、またはMSがセル境界から離れているから、隣のセルの影響をあまり受けない。絶縁されたセルまたはほぼ絶縁されたセルの内部では、等しい負荷指標のフレームは、同じ番号のビジーブロックを含む。そうでない場合は、ブロックがパワースレッショールドを超え、隣のセルが大きな要因になることによりビジーになることができるから、ビジー指標には到らない。

【0022】

TDD-SCDMAのように、時分割2重（Time Division Duplex（TDD））モードを基本にした無線アクセスシステムでは、フレームタイミング同期は、干渉を最小にし、提供されたトラフィック容量を最適にするための重要な特徴である。フレームタイミング同期は、ネットワークのBTSのスロット、フレーム、マルチフレームまたはハイパーフレーム同期に回答することができる。タイムスロット同期は、隣接セルにおける2つのタイムスロットの無線リンクに影響するタイムスロットの無線リンクの妨害を回避する。フレーム同期は、アップリンク及びダウンリンク送信方向が少なくとも隣接のセルに対して決定されることを保証する。同時に、これは、受信モバイル（図1のMS1）が隣のセル（セル3）に設けられた近くの送信モバイル（図1のMS2）によって飽和状態にならないようにする。制御マルチフレーム同期は、同じタイプの論理チャネル（例えば、PCH、BCH、・・・）が同じタイムフレームで隣接のセルによって放送されることを保証する。これにより、関連するシステム情報を検出するときに中断することなく、MSにおいてセル再選択処理の高速化を可能にする。フレームタイミング同期を、種々の方法または組み合わせで達成することができる。すなわち、同じ出願人の名前で2000年7月24日に提出された国際特許出願WO 01/17137に開示されているように、ケーブルを介して同期パルスを送信することにより、GPS（Global

10

20

30

40

50

l Positioning System) 受信機と共にBTSを備え、時間基準信号を検出することにより、最後に無線チャネルを使用してお互いに空間で基地局の同期をとることにより達成することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0023】

本発明の特徴は新奇であると考えられ、添付の特許請求の範囲において特に示されている。本発明は、その目的及び長所と共に、単に説明の目的に制限されることのない添付図面と共に説明される以下に示す実施例の詳細な説明を参照して理解することができる。

付録A：表1Aから4Aは、最も有名なPLMNにおいて標準化された周波数帯域の全てを含む。

10

付録B：表1Bは、周波数スキャン方法の繰り返し数を示す。

付録C：表1Cから7Cは、テスト環境の背景、及び本発明の方法をテストするのに有効なシミュレーションの結果を含む。

【0024】

本発明の実施例の詳細な説明

図1から6は、すでに説明されている。図7は、従来技術のBTS送信機における制限のない狭帯域構成の一例を示している。その送信機は、セルにおいて計画されたキャリアと同じ数のキャリア送信機(CARRIER TRANSMITTERS)へ関連するプロトコルメッセージを送信するBSC(Base Station Controller)インタフェースを含む。各キャリア送信機は、以下の最小限のブロックを含む。すなわち、ベースバンドプロセッサTX、QPSK変調器、ローパスチャネル帯域(1.6MHz)のRRCタイプ(ルートレイズ余弦(Root Raised Cosine))の2つの等価なTXフィルタ、IF発振器(デジタル)、加算器(SUM)、及びRF-TXを含む。ベースバンドプロセッサTXは、プロトコルメッセージを受信し、仕様に従ってそれらのメッセージを処理する。特に、ベースバンドプロセッサTXは、トラフィック及び制御送信フレーム、並びに図5に従ってK-チャネルに拡散されたマルチフレームを生成する。QPSK変調器は、2つのTXフィルタによりフィルタされるインフェーズ(In-phase)及びインクワドラチャ(In-quadrature)のI、Qフレームを生成する。I、Qフィルタフレームは、デジタル的に中間周波数IFに変換され、デジタル加算器SUMによって合計される。その結果、TXフレームは、(RX-TXのブロックに詳細に記述された)送信の観点で一般的な処理を行う、次に続くブロックのRF-TXに委ねられる。無線周波数信号 $s_1(t)$ は、チャネル帯域1.6MHz幅のマイクロ波スペクトルでTXフレームを送信するQPSK変調されたキャリアである。最後のRF(無線周波数)信号は、PLMN帯域で離散される変調されたキャリア $s_1(t), \dots, s_p(t)$ を含む。

20

30

【0025】

図8は、本発明の初期セルサーチの方法を実現するのに適したUE受信機を示す。図示した構成は広く一般的なものであり、第2世代のMS受信機にも言及できる。受信信号 $r(t)$ はバンドパスRFフィルタに到達し、そしてそのフィルタ信号は、RFローカル発振器から発生された信号によってパイロットされるアナログミキサによって、IFにダウン変換(down-converted)される。そのアナログIF信号は、バンドパスIFフィルタによってフィルタされ、アナログデジタル変換器ADCへ送られる。ADCブロックの出力は、設けられたハードウェアオプションに従って、少なくとも約5msのデジタル信号のセットを格納するための容量を有するメモリバッファに接続される。ハードウェアオプションの双方により、メモリバッファは、約5msのデジタル信号を格納するための容量とすることができ、メモリ容量は、(オーバサンプルする)各単一チップを示すために用いられるサンプルの数にも依存する。バッファブロックの出力について、デジタル信号は、2つの部分に分けられ、2つの等価なデジタル遅倍器の第1の入力に送られる。第2の遅倍器入力、数値IF発振器から発生されたIF信号の位相が $\pi/2$ 異なった2つの信号によってパイロットされる。遅倍器の出力について、インフェーズ

40

50

及びインクワドラチャの2つのベースバンド成分I, Qが生成される。2つの成分は、1. 6 MHz帯域幅でRRCタイプの2つの等価なローパスRXフィルタによってフィルタされる。この値は、ローローオフ (roll-off) $\alpha = 0.22$ 及び1. 28 McpsのチップレートでRRCフィルタのチャンネル帯域B、 $B = (\text{チップレート} \times (1 + \alpha))$ に相当する。I, Qフィルタ成分は、ベースバンドプロセッサRXという名称のブロックに送られ、そのベースバンドプロセッサRXは、マイクロプロセッサ、関連するRAM、入/出力デバイス、マイクロプロセッサのファームウェア及びシステムにおいて予測される32のSYNCシーケンスを格納するためのROMを含む。ベースバンドプロセッサRXは、さらにSIMカード、及びセルサーチに用いられる“スペクトルテーブル”という名称のメモリに接続される。そのSIMカードは、関係する帯域及び帯域内の許容されたキャリアの全て(チャンネルラスタ)を格納する。端末装置という名称のブロックは、完全を期すために示されている。周波数スキャンは、2つのハードウェアオプションを基本として実行される。それらのオプションは、使用される構成に依存し、それぞれRF及びIFに直接出力される制御信号RF-S及び/又はFF-Sを適切に変更することによって行われる。

【0026】

一般に、UEのために用いられるハードウェア構成には制約がないため、以下のハードウェアオプションを普通に設けることができる。

1. RF及びIFフィルタの双方は、1.5 MHz帯域幅であり、全体の帯域は、IFで変換される。アナログデジタル変換器ADCは、少なくとも3.0 MHzのサンプリング周波数を課するナイキスト基準に関する全体の帯域を処理する。3.0 Msamplesでサンプリングされた5 msの単一のフレーム(または、Nにより平均化される場合はNフレーム)は、バッファメモリに格納されなければならない約150 Kサンプルを生成する。周波数スキャンは、評価する周波数を順番にベースバンド変換するための(ラフな(rough)またはファインな(fine))ステップにおいて、デジタルIF周波数を変えることにより格納されるデジタルセットが増えるように実行される。この場合、RF-S信号は固定され、FF-S信号は少しずつ変更される。デジタル信号の周波数変換は周知技術である。また、特にデジタルIF発振器は、正弦波(1/4期間で十分である)から取得された一組のN/2デジタルサンプルを格納するROMから始めて、Nシーケンシャルサンプルから1のサンプルを読み出し、基本のN倍の周波数を発生することにより有利に実行される。N/2の種々のサンプルにより、N/2/2よりも小さくて最も大きい整数に等しい数の正弦信号を表現することができる。デジタル連倍は、同じレートとなるそれぞれのデジタル連倍器の入力に2つの信号を必要とする。

2. RF及びIFフィルタの双方は1. 6 MHzの帯域幅であり、または、RFフィルタが広帯域でありIFフィルタが1. 6 MHzの帯域幅である。スキャンは、(スーパーヘテロダイン(superheterodyne))を評価するための周波数をIFで変換するための(ラフなまたはファインな)ステップにおいて、RFローカル発振器の周波数を変えるように実行される。RFフィルタが1. 6 MHzの帯域幅の場合、少しずつ変わるRF-S信号はRFフィルタにも送られ、選択周波数に調整される。バッファメモリに格納される5 msの単一のフレーム(Nにより平均化される場合はNフレーム)は、選択されたチャンネルのみに関係する。この場合、サンプリング周波数は、少なくとも3. 2 MHzであり、バッファメモリは1.6 Kサンプル近くを格納する。格納されたデジタルセットは、固定のデジタルIF周波数により連倍され、選択されたチャンネルをベースバンド変換する。この場合、FF-S信号は固定される。

【0027】

前記第1のオプションは、より高速のスキャンにより特徴付けられるが、特に、連倍のセットが平均化処理のために格納されなければならない場合に大きなバッファが必要となる。実際に設けられるハードウェアオプションに従って、UEがスイッチオンした後すぐに、ファームウェアはある周波数スキャンを開始し、中間結果をスペクトルテーブルに書き込む。一旦最終の周波数が選択されると、マイクロプロセッサは復調を終了し、UEに

永続的に格納された SYNC で取得された信号の相関をとり、ターゲット SYNC、関係するコードグループ、ミダンプル等を検出する。一旦ターゲットセルが選択されると、プロセッサは、UE の基準発振器（図示せず）の周波数誤差訂正を行う。その基準発振器は、約 10 ppm よりも優れた安定性を有さなければならない。基準発振器の誤差は、温度シフト及び初期の固定誤差によるものである。要求される安定性は、例えば基準発振器として TCXO（温度補償水晶発振器）を使用することにより達成することができる。市販の TCXO は、 -30 から $+75^{\circ}\text{C}$ の温度範囲において約 ± 2.5 ppm の温度、及び約 ± 2 ppm の固定誤差の安定性を有することができる。周波数誤差訂正は、200 Hz のみの周波数変化を要求することができる。割当てられた全体の PLMN 帯域において、MHz のオーダーから数百 Hz までの範囲の周波数ステップを実現するための方法は、入れ子状にされたマルチループ構成における PLL（Phase Locked Loop）を基本にした周波数統合ネットワークの技術から周知である。この点で、RF 及び IF ローカル発振器は基準発振器に位相ロック（phase-locked）され、UE の発信器の全ては周波数統合ネットワークに属する。その周波数統合ネットワークは、マイクロプロセッサから制御信号 RF-S 及び FF-S を受信し、適切な周波数ステップに移す。UE の発振器の全てが基準周波数にロックされるから、発振器により生じる全ての誤差は、以前に示された誤差制限を重視しなければならず、（後述する）校正を利用しなければならない。

【0028】

図 9 を参照して、初期セルサーチ方法は、以下のステップから成る。

ステップ 1

約 5 ms のデータのセットが要求される。UE アンテナにおけるそのデータは、種々のキャリア周波数で（を変調して）動作するある一定の数の種々の TD-SCDMA フレームを表すいくつかの信号の合計である。各変調されたキャリア周波数のチャネル帯域は、1.6 MHz 幅である。表 4 A は、TD-SCDMA 帯域の例の全てを示している。同図は、右側の周波数（RFN）の項目欄に、様々な帯域の占有形態を示している。その詳細から、名目上のチャネル間隔は 1.6 MHz であり、チャネルラスタは、キャリア周波数が 200 kHz の倍数となるべきことを意味する 200 kHz であるという結果になる。

ステップ 2

関係する帯域におけるラフサーチが行われる。1.6 MHz のサーチの周波数ステップが選択されるが、そのステップもサーチの部分であり、チャネルフィルタは 1.6 MHz である。各周波数において、データパワーは、（後述する）パワー計算の処理により評価される。図 12 のスペクトルテーブルは、分析された PLMN 帯域のスペクトルパワーを含む。そのスペクトルテーブルから、“より有望な周波数”のサブセットは、更なる改善のために選択される。“より有望な周波数”は、そのテーブルにおいて最大のパワーに関連した周波数として定義される。より有望な周波数の数は 3 に設定されている。15 MHz の帯域において繰り返しの数は 8（または、スキャン処理が開始する周波数に依存して 9）である（表 1 B）。

ステップ 3

第 2 ラウンドのサーチは、先のステップで見出された“より有望な周波数”の周辺で行われる。パワー計算のために同じ処理が用いられる。そのステップは 200 kHz であり、チャネルフィルタは常に 1.6 MHz である。スペクトルテーブルは更新される。繰り返し数は $4 \times 2 \times 3$ であり、今までの繰り返し合計数は、32 である（表 1 B）。第 2 ラウンドのサーチの結果は、候補周波数である。2 つのスキャンは、最初は全体の RF スペクトルについて少しずつ移動する、（チャネル帯域としての）1.6 MHz の大きさの分析窓として動作し、そしてより狭いエリアで動作し、その窓内にあるスペクトルパワーを測定する。窓がチャネルのスペクトルに完全に重なる場合に、絶対的な最大パワーが測定される（図 10 a を参照）。チャネルラスタにおいて行われる 2 重スキャン構成は、ラスタの全体の周波数よりも少ないサーチステップにより、ターゲット周波数を検出することができる。

10

20

30

40

50

ステップ 4

ターゲットセルは、先の周波数スキヤンの結果を基本とした“SYNC検出アルゴリズム”を用いて選択される。一旦SYNCが検出されると、SYNCは、TS0のBCHチャネル、ミダンプル、スクランブルコードグループ、及びターゲットセルについての全ての関係する情報を指す。

ステップ 5

2重スキヤンの終わりに決定されるターゲット周波数の値において約20kHzの大きさの誤差が予想されるから、UE内部の基準発振器の周波数誤差は訂正される。この周波数オフセットが訂正されない場合には、ダウンリンクの受信及びアップリンクの送信の双方において、大きく性能が失われることになる。ダウンリンクの問題により、情報バーストにおける悪いデコード処理が起こる。基準発振器の校正は、スイッチオン後に実行される同期処理に含められる基本処理である。SYNCコードのリターン情報により、ターゲット周波数を最適に近づけることができる。

【0029】

前述のステップは、以下のようにさらに詳細に説明される。

ステップ 1

6400+80=6480チップのセットが要求される。80チップは、要求されたセットを、半分のタイムスロットと同じ大きさのブロックの整数値にサブ分割するために、フレームの長さよりも多く、結果としてパワー計算を簡易にする。

ステップ 2

表1Bにおいて、15及び20MHz帯域の双方の分析のための1.6MHz及び0.8MHzに等しいラフ周波数ステップの場合に実行される繰り返し合計数が比較されている。ラフ周波数ステップは、ラスト周波数と一致するように選択される。図10a及び10bを参照して、2つのラフ周波数ステップが、理想的な受信を仮定して比較されている。その比較から、ワーストケースでは、0.8MHzのラフステップで見出されたパワーは、1.6MHzのラフステップの場合に約1/2であるのに対し、理想的な単一のパワーの約3/4であるが、0.8MHzのステップの数が2倍であることを理解することができる。図11を参照して、ラフスキヤン及びファインスキヤンの双方に使用されるパワー計算の処理が考慮されている。要求されるデータのセットは、TD-SCDMAタイムスロットの半分のように、432シーケンスチップの15ブロックに分割される。現在の周波数 f_i の各ブロックにおいて、収集されたデータのパワー $P(f_i)$ が次の式：

【数1】

$$P(f_i) = \sum_{k=1}^{Bw} VI_k^2 + VQ_k^2$$

から計算される。ここで、Bwは、432チップのブロック窓であり、 VI_k 及び VQ_k は、k番目のチップのインフェーズ及びインークラドラチャのベースバンド成分の実効値である。

現在のサーチ周波数 f_i において、最強ブロックのパワーが割当てられる。シミュレーションについて言及して後に示すように、悪い無線伝播が周波数ラフスキヤンを不適当に含むので、BTSの動作周波数は見出されず、フィルタスキヤンはこの点において有用でない。周波数が見出されないことは、最強ブロックのパワーが注目のフレームのノイズスレッショールドと同等であることを意味する。そのような場合、より多くのフレームを平均化することにより結果を改善することができる。平均化を2つの方法で実行することができる。

ー 第1の方法は、一回に1フレームを実行するように、ラフスキヤンをN回実行し、結果の平均をとる。

ー 第2の方法は、Nの連続フレームを得て、相当するブロックのパワーを新たなフレーム毎に合計し、Nフレームの平均をとる。

平均化処理にもかかわらず、一定数の試みの後にオペレータに詳細な範囲で動作周波数を見出せない残余の可能性は、さらに存在する。この場合、追加の機会、UEが動作できる他の範囲の周波数で、マイクロプロセッサがスキャンを開始することである。

【0030】

隣接するセルが貧弱な干渉を起こすシナリオを考慮すると、フレームに沿ったパワー分配のエンベロープ (envelope) は、実際に様々なタイムスロット及びそれらのダウンリンク/アップリンク (図11の下/上矢印) の負荷に影響を与える。この場合、パワー測定を用いて、分析された周波数の負荷の指示を与えることができる。等しいパワーのブロックは等しい負荷を有することが推定される。その処理は、次のステップから成る。

- 取得窓の15ブロックのパワー値 P_i を格納する。
- 最大値 P_{max} を選択する。
- スレッシュホールド S 、例えば $3/4 P_{max}$ を選択する。
- カウンタ n を $P_i > S \times P_{max}$ 毎にインクリメントする。この場合、 n は、 P_{max} と同じ負荷である P_{max} とほぼ同じパワーを有するブロックの数を示している。
- 次式: $\%Busy = (n \times Bw \times 100) / (864 \times 7.5)$ に従って、フレームの全負荷を有するタイムスロットの割合を計算する。7.5の値は、取得窓 (6480チップ) 及びタイムスロット (864チップ) の割合から得られる。フレーム負荷指標 $\%Busy$ は、図11に示したケースでは40%の値をとる。この指標は、 K ($K \geq 1$) の最強周波数のために評価され、最強ブロックのパワー近くにスペクトルテーブルに格納される。そのように得られた周波数負荷指標は、2つの状態において信頼できるものではない。

- 第1に、SN比 (SNR (the Signal to Noise Ratio)) が低い (例えば、 ≤ 0) ときは、低負荷の周波数は、ノイズにより完全な負荷になるかもしれない。

- 第2に、乗物 (120 Km/h または 250 Km/h) のようにチャネルが迅速に変わる場合、全負荷を有するフレームは、フェード (fading) のホール (hole) のためにほとんど負荷にならないかもしれない。

両ケースにおいて、より多くのフレームで平均化することにより、指標 $\%Busy$ はより以上に信頼できるものとなる。

図12を参照して、スペクトルテーブルは2つのテーブルから成ることを理解することができる。第1のテーブルはラフスキャンのためのものであり、第2のテーブルはファインスキャンのためのものである。簡略化のために、図には、 P_{max} 及び $\%Busy$ の可能な数値が、8つの周波数が挙げられているラフスキャンテーブルのみに示されている。このテーブルが完成すると、より強いブロックの周波数により高い優先順位を割当てる選択基準により、優先順位の低い順に周波数 f_7 、 f_4 及び f_2 が選択される。この選択により示される効果的な長所を観ると、 f_2 について疑問になり、その決定には周波数負荷指標を含む。周波数 f_2 及び f_3 は 0.2 dB のみの違いがあるが、 f_2 がビジーで f_3 がアンロードされている間である。この場合、 f_3 の選択は好適であり、従ってその優先順位は f_2 を超える。

ステップ3

第2ラウンドのサーチのパワー計算処理は、最初のスキャンと同じである。ファイン周波数ステップは、ラスト周波数と一致するために選択される。このステップの終わりにスペクトルテーブルが完成され、候補周波数 f_{cell} の選択が、ファインスキャンテーブルに記録されたものの中から行われる。

ステップ4

約 10 ppm の誤差が、“SYNC検出アルゴリズム”により許容されるために推定される。DwPTSの位置は、受信信号と32のSYNコードとの間の相関の分析を介して決定される。干渉、AWGN (付加白色ガウシアンノイズ) 及びチャネルフェードにより、一定の数のフレーム以上の分析を平均化することが必要である。アルゴリズムの性能は、

多数のフレームが平均化窓で観察される場合に改善されるが、処理の時間は明らかに増加する。DwPTSの位置が知られていないから、MSは全体のフレームの長さ以上で相関をあえて計算するという事実により、計算の複雑さの観点による主な役割がなされる。2つの既知の機会が開示されている。すなわち、FIR（有限インパルス応答（Finite Impulse Response））フィルタによる相関、及びFFT（高速フーリエ変換）による相関である。最初にFIRフィルタによる相関を考慮すると、SYNCコードの複合シンボルが s_i （ $i = 1, \dots, 64$ ）によって示される場合、FIRフィルタの係数は、結合シンボルである $a_i = s_{64-i}^*$ （ $i = 1, \dots, 64$ ）となる。32の種々の $SYNC_k$ シーケンス（ $k = 1, \dots, 32$ ）及び多くの a_k マッチドフィルタがある。32の相関 c_1, \dots, c_{32} は、 $r(n)$ が受信バーストの場合に、

【数2】

$$c_k = \sum_{n=1}^{6400} \sum_{i=1}^{64} r(n-i) a_{ki}, \quad (k=1, \dots, 32)$$

である。ピーク分析は、相関信号 c_k のモジュロにより行われるから、32の相関信号の6400の値毎に平方値 c_k^2 を得ることが必要である。最強のピーク c_k^2 （ $k = 1, \dots, 32$ ）は、フレームにおけるDwPTSの位置、従ってBCH-TS0、32から選択されたSYNCのコード、対応するセルコードグループ、基本ミダンプルを指し示す。マッチドフィルタによる相関は、多くの掛け算及び長い初期遅延を含む。ここで、FFTによる相関を考慮する。周知のように、2つの複合シンボルの間の相関を、フーリエ変換

【数3】

$$\mathfrak{F}(\cdot)$$

により行うことができる。 $a(t)$ 及び $r(t)$ が先の手段を有する2つの複合信号である場合、それらの相関信号 $c(\tau)$ は次式とすることができる。

【数4】

$$\begin{aligned} a(t) &\equiv s^*(-t) \\ A(f) &= \mathfrak{F}[a(t)] \\ R(f) &= \mathfrak{F}[r(t)] \\ c(\tau) &= \mathfrak{F}^{-1}[A(f)R(f)] \end{aligned}$$

同じ処理は、DFT（離散フーリエ変換）アルゴリズムを用いた時間離散信号 I, Q に適用することができる。信号あたりのサンプル数が2（ $N = 2^k$ ）のパワーである場合、信号のフーリエ変換にもたらす計算要求は、FFTアルゴリズムを用いることによってかなり減じられ、複合の掛け算の結果は、

【数5】

$$\frac{N}{2} \log_2 \frac{N}{2}$$

となる。次表に示す。

【表 1】

N	64	128	256	512	1024
$\frac{N}{2} \log_2 \frac{N}{2}$	16	384	896	2048	4608

同期アルゴリズムにおいて、分析される信号は、6464の複合サンプル(DwPTSが受信バーストの終わりに位置するならば、正しい相関を得るために必要とされる1フレームに加えて64サンプル)から生成される。一つの十分な妥協は、フレームにより15窓を導くNから512をセットすることである。DFTの詳細は既知である。ピーク分析は、前述の場合に行われる。掛け算の数は、追加の複合減少ステップにより減じることができる。

ステップ5

ターゲットは、BTSの動作周波数に関して少なくとも0.1ppmの正確さでUEの動作周波数をセットすることである。この評価のために、狭帯域TDDオプションの3GPP仕様を考えられ、これは、本発明に関する無線アクセスの観点から行われる。3GPP仕様を示す。

— UEにおいて、キャリア周波数を変調されたUEは、BS(基地局)から受信したキャリア周波数に比べて1タイムスロットの期間についての観測で±0.1ppm内の精度である。これらの信号は、BS周波数誤差及びドップラーシフト(Doppler shift)により明白な誤差を有する。後者の場合、BSからの信号は、ノイズまたは干渉による誤差が±0.1ppm以上の数値で許容される十分な時間により平均化されなければならない。UEは、RF周波数発生及びチップクロックの双方において同じ周波数源を使用する。

— BSにおいて、BSの変調されたキャリア周波数は、RF周波数発生のための1タイムスロットの期間についての観測で±0.05ppm内の精度である。

【0031】

送信キャリアの周波数誤差がBSによる仕様の制限にすでに維持されているから、2ステップ周波数スキャンにより生じる誤差は、主にUEの基準発振器の誤差に関係する。最初に決定され格納された校正値を通常の動作が利用することができるから、UEがBSに接続する最初の時間と通常の動作との間で区別することが必要である。ワーストケースの周波数誤差、そしてUEの基準発振器の周波数偏差の拘束を決定することが必要とされる。偏差に関する限り、ワーストケースにおいて、BSは、理想的な中央の周波数(2.2GHzの上部の周波数)から±110Hzの誤差を有することができ、追加の誤差は、ドップラーシフトにより発生し、UEにとって250km/hで動くことは約460Hzである。約10ppmの誤差が連続した“SYNC検出アルゴリズム”により許容されると仮定した場合、これは22000Hzに相当する。図13aは、ドップラーシフト及び±110Hz誤差の双方が同時に起こる(BSの理想的な周波数 f_{ideal} に関する同じ側面にある)時に発生するUEの発振器におけるワーストケースの偏差を示している。図13aを参照して、 f_{BS} は、-110Hz誤差によって影響されるBSの発振器の周波数である。 $f_{Doppler}$ は、-460Hzドップラーシフトによってさらに影響されるBSの発振器の周波数である。 f_{UE} は、UEの発振器の周波数である。ワーストケースでは、 f_{UE} に対して許容される最大の偏差は、±9.7ppmに相当する、22000-110-460=21430Hzである。この条件は、UEのTCXOから導かれる。

【0032】

BSの周波数に関して±0.1ppm(±220Hz)の精度を実現するために、UEの周波数誤差は、受信信号のトレーニング(training)シーケンスの知識を利用

10

20

30

40

50

する適切な“データエイド (data aided)”技術により訂正される。開始ポイントは、フレームアライメント (alignment) が既に1/2チップの精度によりステップ4の終わりに到着していることである。2つの周波数訂正機会は開示されており、ローカル発振器の周波数を所望の値に変更するために、RF-S及び/又はFF-S制御信号の双方を使用する。第1の機会は、以下の繰り返しアプローチにより示される。

ー 無線周波数間隔のほとんど10分の1の大きさの第3の周波数ステップにより、ステップ3で選択され、UEの基準発振器の最大周波数偏差と同じ大きさの、最終のキャリア f_{cell} 辺りを中心とした無線周波数間隔でスキャンし、スキャンされた周波数のチャンネル帯域において、少なくとも1フレームの時間で第3のベースバンドデジタルセット長を取得する。

10

ー 各第3の周波数ステップについて、第3のベースバンドデジタルセットによりステップ4で検出されたターゲットSYNCの相関をとり、新たな最大の相関ピークの位置及び大きさを格納する。

ー 絶対的な最大ピークを与える周波数を選択する。

ー ほとんど必要とされる精度の大きさの第4の周波数ステップにより、第3の周波数ステップとして選択されその大きさの先の周波数辺りを中心とした無線周波数間隔でスキャンし、スキャンされた周波数のチャンネル帯域で、少なくとも1フレームの時間で第4のベースバンドデジタルセット長を取得する。

ー 各第4の周波数ステップについて、第4のベースバンドデジタルセットによりステップ4で検出されたSYNCの相関をとり、最大の相関ピークの位置及び大きさを格納する

20

ー 絶対的な最大ピークを与える最大の周波数を選択する。

ー RF-S及び/又はFF-S制御信号を格納し、連続した接続でUEの基準発振器を校正する。

【0033】

周波数誤差を減少させるための第2の機会は、フレームアライメント及び10ppmの大きさの周波数偏差を前提とする開ループ方法によって示される。誤差による周波数オフセットの評価

【数6】

$$\Delta \hat{f}$$

30

は、記事“バーストモード送信における全デジタルモデムのキャリア周波数リカバリ (Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modem for Burst-Mode Transmissions)”, 著者: M. Luise, R. Reggiani, IEEE通信会報 (Transactions On Communications), Vol. 43, No. 2/3/4, 1995年2月出版で提案された関係を利用する。その記事を参照して、 $r(t)$ を受信SYNCコード $N=64$ チップ長として、周波数訂正の評価は、

【数7】

40

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{\pi T_c (M+1)} \arg \left[\sum_{k=1}^M R(k) \right]$$

となる。この場合、 k は、 $r(t)$ の k 番目のチップであり、 M は、最適値が $N \gg 1$ において $N/2$ に近似する整数であり、

【数 8】

$$R(k) = \frac{1}{N-k} \sum_{i=1}^{N-1} y_i y_{i-k}^* \quad 1 \leq k \leq N-1$$

【数 9】

$$y_i = r_{i-\Delta} a_i^*, \quad 1 \leq i \leq N$$

10

であり、 Δ は、トレーニングシーケンスにより受信データをアラインする（チップにおける）遅延であり、 a_i ($a_i a_i^* = 1$) は、SYN Cコードの行列シンボルである。開ループ構成の精度は、多くのフレームによる評価値

【数 10】

$$\Delta \hat{f}$$

を平均化することにより改善される。このように見出された値

【数 11】

$$\Delta \hat{f}$$

20

を用いてUEの基準発振器を訂正する。さらに、その値は、連続した接続のために格納される。

【0034】

一旦UEの基準発振器の周波数が所望の精度（0.1 ppm）により既知になると、参照表（SIMカード）の理想的な値 f_{id} とTCXOにセットされる値との間のオフセット値は、不揮発性メモリに格納される校正値になる。その値は、次の同期処理のための訂正值を表す。校正値は、格納される理想的な周波数に関する3つの誤差を有することができる。すなわち、先のBSの誤差（最大110 Hz）、ドップラー訂正（最大460 Hz）による可能な誤差、及びUEの精度による誤差（最大220 Hz）である。図13bに示すように、3つの誤差が同時に発生し、790 Hzの値を得るためにそれぞれ合計するときに、ワーストケースは起こる。周波数がロックされる毎に、校正値を更新することができ、このようにして発振器の寿命の問題を回避することができる。

30

【0035】

図13cに示すように、UEが周波数をサーチする次に、新たなBS周波数誤差及びドップラーシフトが先の状態に関して反対符号を有する時に、ワーストケースが起こり得る。この場合の絶対的な誤差は、先の同期（790 Hz）の誤差及び現在の状態の誤差の合計である。すなわち、絶対誤差 = 1360 + Δf である。式 Δf は、温度及び周波数レンジに関する誤差を表す。

40

【0036】

本発明による初期セルサーチ方法の2ステップ周波数スキャンは、コンピュータシミュレーションによりテストされた。シミュレーションで考慮された伝播状態は、

- ・ノイズ
- ・パス損失
- ・ドップラー効果によるマルチパスである。

【0037】

そのノイズは、UEにおけるRXフィルタの出力でSNRに従って変化するパワーによる付加白色ガウシアンノイズであり、シミュレーションにおいてSNRセットである。パ

50

ス損失は、マルチBTSシナリオに追加され、0 dBであるUEに対して最も近いBTSのパス損失に比例する。マルチパス及びドップラー効果による信号の迅速な変化は、離散的な広義の定常無相関散乱(WSSUS)モデルによりシミュレートされる。このモデルでは、受信信号は、独立の零平均の複素ガウシアン時間の種々のプロセスにより負荷のある入力信号の遅延レプリカの合計により表される。考慮されたマルチパス衰化環境及びシミュレーションで使用される相対値は、TR101 112により表1Cに報告されている。シミュレートされたフレームは、最大パワーのタイムスロットTS0(図11)にBCHチャネル及び等しいパワーのDWP TSパイロットを常に含む。他のタイムスロットTSsでは、シミュレーションタスクに従って、TSsのビジーのランダムデータ及びミダンプルまたはエンブティTSsのゼロがある。フレームは、キャリアに変調されたQPSKであり、図7に示したRXフィルタのようなRRCフィルタによりフィルタされる。シミュレーションの仮定が表2Cに報告されている。表2Cにおいて、BTS及びUEについて、周波数誤差のワーストケース値が選択されている。シミュレーションは、最初に単一のBTSにより行われ、そして2つのBTSにより行われる。最初の場合、BTSは、種々の環境において単一のキャリアで及び種々のSNRにより動作する。シミュレーションの結果は、表3C、4C及び5Cにグループ分けされる。以下のパラメータの数値が求められる。

- ・ P_e = BTSの動作周波数が見出されない確率
- ・ P_{e_5} = 5つの連続フレームを平均化することによる誤差の確率
- ・ P_{e_9} = 9つの連続フレームを平均化することによる誤差の確率

【0038】

単一のBTSにより得られた結果から、フレームー負荷、室内／乗物の環境、平均の深さ、サンプルレートについてのいくつかのコメントを示す。

・ フレームー負荷：ワーストケースは、BSがフレームを低負荷で送信するときである。例えば、BCH及びDWP TSチャネルのみがフルパワーで送信されるときである。ベストケースは、全てのフレームがフルパワーで送信されるときである。

・ 環境：低フレームー負荷では、室内チャネル及び乗物チャネルは、かなり同じ性能を有する。高フレームー負荷では、シミュレーションの結果に常に改善が見られる。かなりの衰化により影響を受けるゾーンを迅速に通過するため、特に、MS速度が増した場合にその改善は意味がある。

・ 平均：いくつかのフレームの結果を平均化することにより周波数スキャン処理の性能は向上し、乗物の環境では、120 Km/hの速度は、負のSNRでさえも誤差の確率をほとんどゼロに減じるのに十分である。シミュレーションにより、特にドップラースペクトルが一定でない乗物の環境において、1.6 MHzの代わりに0.8 MHzのラフ周波数ステップを用いた結果では少しの改善が見られる。

・ サンプルレート：サンプルレートを16/Tcから8/Tcに下げることにより、それに関連する周波数スキャンの悪化はない。たとえ120 Km/hの乗物のケースの結果のみが表4Cに報告されていたとしても、これは、乗物の環境及び室内の環境の双方において真実である。

【0039】

ここで、マルチBTSシナリオを考慮して、2つのBTSの存在がシミュレートされる。各BTSは、単一の周波数(BTS₁ではF₁及びBTS₂ではF₂)で動作する。以下のパラメータの数値が求められる。

- ・ P_1 = 最強の周波数としてF₁が見出される確率
- ・ $P_{e1} = 1 - P_1$ = 最強の周波数としてF₁が選択されない確率
- ・ P_2 = 最強の周波数としてF₂が見出される確率
- ・ $P_{e2} = 1 - P_2$ = 最強の周波数としてF₂が選択されない確率
- ・ $P_{tot} = P_1$ または P_2 が見出される確率
- ・ $P_c = 1 - P_{tot}$ = F₁ または F₂ のいずれも見出されない確率

【0040】

表 6 C 及び 7 C において、室内及び乗物チャネルのシミュレーションがそれぞれ要約されている。その結果により、2 つの B T S により少なくとも動作可能な周波数が見出されない確率は、一つの動作周波数による一つの B T S の場合に関して、小さいことが提示される。

【 0 0 4 1 】

付録 A : 表 1 A から 4 A は、最も一般的な P L M N における全ての基準周波数帯域を含む。

【 表 1 A 】

表 1 A : GSM-GPRS (TDMA-FDD) の周波数帯域

10

システム	FBN	MS → BTS	BTS → MS	RFN
P-GSM 900	0000	890 - 915	935 - 960	$131 \leq \text{RFN} \leq 255$
E-GSM 900	0001	880 - 915	925 - 960	$81 \leq \text{RFN} \leq 255$
R-GSM 900	0010	876 - 915	921 - 960	$61 \leq \text{RFN} \leq 255$
DCS 1800 part a	0011	1710 - 1785	1805 - 1880	$1 \leq \text{RFN} \leq 255$
DCS 1800 part b	0100	1710 - 1785	1805 - 1880	$0 \leq \text{RFN} \leq 118$
PCS 1900 part a	0101	1850 - 1910	1930 - 1990	$1 \leq \text{RFN} \leq 255$
PCS 1900 part b	0110	1850 - 1910	1930 - 1990	$0 \leq \text{RFN} \leq 43$

20

キャリア間隔は、200 k H z である。FBN＝周波数帯域番号、RFN＝無線周波数番号。
分割されるパート a 及び パート b により、RFN の種類のみのために 1 バイトを使用できる。

【 表 2 A 】

表 2 A : 3GPP UTRA-FDD (W-CDMA3.84Mcps) の周波数帯域

30

TX-RX 周波数の分類	UE → node B	node B → UE
190 MHz	1920 - 1980	2110 - 2170
80 MHz	1850 - 1910	1930 - 1990

キャリア間隔は、5MHz であり、それに対しキャリアラスタは 200 k H z である。

【表 3 A】

表 3A : 3GPP UTRA-FDD の周波数帯域
(HCR3.84Mbps または LCR1.28Mbps)

アップリンク及びダウンリンク送信の周波数範囲	
1900-1920 MHz	2010-2025 MHz
1850-1910 MHz	1930-1990 MHz
1910-1930 MHz	

LCR のキャリア間隔は、1.6MHz であり、HCR は 5MHz であり、それに対しキャリアラスタは
両ケースにおいて 200 kHz である。

10

【表 4 A】

表 4A : 3GPP UTRA-FDD (TD-SCDMA1.28Mbps) の周波数帯域
及び周波数帯域の占有

FBN	BAND	RFN	Freq(RFN)
0000	1785 - 1805	$0 \leq \text{RFN} \leq 92$	$1785.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0001	1900 - 1920	$0 \leq \text{RFN} \leq 92$	$1900.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0010	1920 - 1980 part a	$0 \leq \text{RFN} \leq 255$	$1920.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0011	1920 - 1980 part b	$0 \leq \text{RFN} \leq 36$	$1971.8 + 0.2 \times \text{RFN}$
0100	1980 - 2010	$0 \leq \text{RFN} \leq 142$	$1980.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0101	2010 - 2025	$0 \leq \text{RFN} \leq 67$	$2010.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0110	2110 - 2170 part a	$0 \leq \text{RFN} \leq 255$	$2110.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$
0111	2110 - 2170 part b	$0 \leq \text{RFN} \leq 36$	$2161.8 + 0.2 \times \text{RFN}$
1000	2170 - 2220	$0 \leq \text{RFN} \leq 242$	$2170.8 + 0.2 \times (\text{RFN} - 1)$

20

30

キャリア間隔は 1.6MHz であり、一方キャリアラスタは 200KHz である。

【 0 0 4 2 】

付録 B : 表 1 B は、周波数スキャン方法の繰り返し数を示す。

【表 1 B】

表 18: 2-ステップ周波数スキャンの繰り返し

ラフ周波数ステップ [MHz]	15 MHz band		20 MHz band	
	1.6	0.8	1.6	0.8
ラフサーチ繰り返しの周波数の数	8	17	11	23
ファイン周波数ステップ [MHz]	0.2	0.2	0.2	0.2
ファインサーチ繰り返しの周波数の数	8	4	8	4
3つの最強周波数のファインサーチにおける繰り返し合計数	$8 \times 3 \times 8 = 32$	$17 \times 3 \times 4 = 29$	$11 \times 3 \times 8 = 35$	$23 \times 3 \times 4 = 35$

10

【0043】

付録 C: 表 1 C から 7 C は、テスト環境の背景及び本発明の方法をテストするのに有用なシミュレーションの結果を含む。

【表 1 C】

20

表 1C: TR101 112 によるマルチパス衰化の説明

室内チャネル A (速度 3Km/h)			乗物チャネル A (速度 120Km/h と 250Km/h)		
相対遅延 [ns]	平均パワー [dB]	ドップラー スペクトル	相対遅延 [ns]	平均パワー [dB]	ドップラー スペクトル
0.0	0.0	flat	0.0	0.0	classic
50	-3.0	flat	310	-1.0	classic
110	-10.0	flat	710	-9.0	classic
170	-18.0	flat	1090	-10.0	classic
290	-26.0	flat	1730	-15.0	classic
310	-32.0	flat	2510	-20.0	classic

30

40

【表 2 C】

表 2C: シミュレーションの仮定

シミュレータ	マトラボ
ビットレート	1.28 Mbps
各チップのサンプル	16
ワーストケースにおけるチップの不整合	$\frac{1}{2} T_c (T_c = 0.78125 \mu s)$
取得数	6400+80 chips
ブロック長	432 chips
ロールオフファクタ	0.22
分析帯域	8 MHz
IF フィルタ帯域幅	1.6 MHz
ラフ周波数ステップ	0.8 MHz
ファイン周波数ステップ	200 Kz
BTS 周波数誤差	800 Hz
UE 周波数誤差	220 Hz
チャネルモデル	AWGN + Path Loss + WSSUS

10

【表 3 C】

表 3C: 室内のチャネル A, モバイル速度 3km/h

20

フレーム負荷	SNR	Pe [%]	Pe_5[%]	Pe_9[%]	シミュレートされた フレーム数
BCCH+DwPTS のみ	3	3	1.3	0.6	2880
	2	4.4	2.3	1.6	2880
	1	5.7	3.1	2.4	2880
	0	8.1	5.4	3.9	2880
	-1	11.4	7.7	5.6	2880
全負荷	3	2	0.7	0.1	2880
	2	3.1	1.2	0.3	2880
	1	4.5	1.8	1	2880
	0	7	3.5	2.5	2880
	-1	8.4	5.2	3.5	2880

30

40

【表 4 C】

表 4C : 乗物のチャネル A, モバイル速度 120km/h, 性能対サンプルレート (SR)

フレーム負荷	SNR	Pe [%]	Pe_5[%]	Pe [%]	Pe_5[%]	シミュレート された フレーム数
		SR = 16/Tc		SR = 8/Tc		
BCCH+DwPTS のみ	3	4	0	4.4	0.05	1920
	2	5.7	0	5.7	0.25	1920
	1	6	0.2	7	0.35	1920
	0	8.2	1.1	8.75	1	1920
	-1	11.75	1.6	11.55	1.6	1920
	-2	15.2	3	16.6	7	1920
全負荷	3	0.7	0	0.6	0	1920
	2	1.3	0.05	0.85	0	1920
	1	1.30	0.05	1.5	0	1920
	0	1.4	0	2	0	1920
	-1	2.15	0	2.35	0	1920
	-2	3.6	0	2.8	0.1	1920

10

【表 5 C】

表 5C : 乗物のチャネル A, モバイルスピード 250km/h

フレーム負荷	SNR	Pe [%]	Pe_5[%]	Pe_9[%]	シミュレートされたフレーム数
BCCH+DwPTS のみ	3	3.6	0	0	1920
	2	3.8	0.2	0	1920
	1	5.2	0.2	0	1920
	0	6	0.4	0.05	1920
	-1	9.65	0.5	0.05	1920
	-2	13.3	1.6	0.3	1920
全負荷	3	0.15	0	0	1920
	2	0.2	0	0	1920
	1	0.1	0	0	1920
	0	0.35	0	0	1920
	-1	0.9	0	0	1920
	-2	1.1	0	0	1920

20

30

【表 6 C】

表 6C：室内のチャネル A、モバイル速度 3km/h

フレーム負荷	相対減衰 [dB]	SNR [dB]	P1[%] Pe1[%]	P2[%] Pe2[%]	Plot[%] Pe[%]	シミュレート されたフレーム数
F ₁ : 全負荷 F ₂ : BCCH + DwPTS	0 0	3	60.1 39.9	39.8 60.2	99.9 0.1	960
F ₁ : 全負荷 F ₂ : BCCH + DwPTS	0 0	1	60.83 39.17	38.24 61.77	99.06 0.94	960
F ₁ : 全負荷 F ₂ : 全負荷	0 -3	3	78.96 21.04	20.63 79.37	99.59 0.41	960
F ₁ : BCCH + DwPTS F ₂ : 全負荷	0 -3	3	76.35 23.65	22.9 77.1	99.3 0.75	960
F ₁ : BCCH + DwPTS F ₂ : 全負荷	0 -3	1	74.8 25.2	23.4 76.6	98.2 1.8	960

10

20

30

40

【表 7 C】

表 7C : 乗物のチャネル, モバイル速度 120km/h

フレーム負荷		相対減衰 [dB]	SNR [dB]	P1[%] Pe1[%]	P2[%] Pe2[%]	Ptot[%] Pe[%]	シミュレートされたフレーム数
F ₁ : 全負荷 F ₂ : BCCH + DwPTS		0	1	73.6 26.4	26.1 73.9	99.7 0.3	960
		0					
F ₁ : BCCH + DwPTS F ₂ : 全負荷		0	3	43.4 56.6	55.8 44.2	99.2 0.8	960
		-3					
F ₁ : BCCH + DwPTS F ₂ : 全負荷		0	1	43.2 56.8	55.5 44.5	98.7 1.3	960
		-3					

【 0 0 4 4 】

【図 1】図 1 は、本発明の移動局が、2つの異なる P L M N を共有する 2 つの隣接したセルによって送信される無線周波数の信号を受信するシナリオの一例を示す。

【図 2 a】図 2 a は、中型／小型 B T S における G S M 信号マルチフレームの一例を示す。

【図 2 b】図 2 b は、G S M 基本信号フレーム、並びに、タイムスロット T S 0 において送信される相互の F C C T 及び S C H バーストを示す。

【図 3】図 3 は、U T R A - F D D 基本同期フレーム及び同期チャネル S C H の構成を示す。

【図 4】図 4 は、U T R A - T D D - H C R 基本同期フレーム及び同期チャネル S C H の構成を示す。 10

【図 5】図 5 は、T D - S C D M A 基本フレーム、データの汎用タイムスロットのバースト構成、及び D w P T S タイムスロットのバースト構成を示す。

【図 6】図 6 は、異なるセルの間で、種々の D w P T S 同期シーケンス、スクランブルコード、及びミダンプルを共有するための T D - S C D M A の基準を図式化する。

【図 7】図 7 は、周知技術におけるある種の基地局送信機の簡易ブロック図を示す。

【図 8】図 8 は、本発明の方法を実行するのに適した M S 受信機のブロック図を示す。

【図 9】図 9 は、本発明の初期セルサーチの概要を示す。

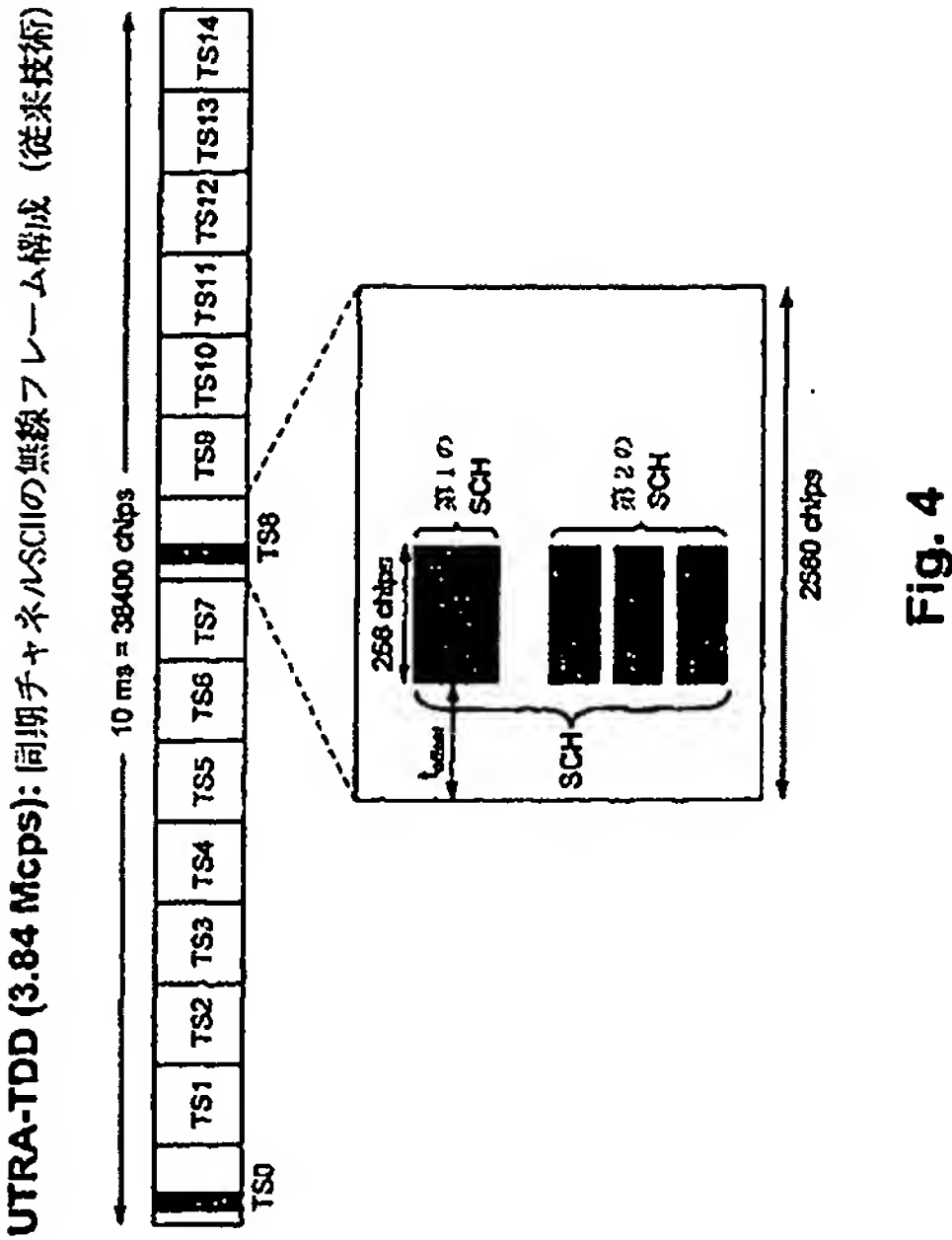
【図 1 0】図 1 0 a 及び 1 0 b は、2つの異なる周波数ステップの周波数スキャンに対する 2 つのパワープロファイルを示す。一方はチャネル帯域幅に等しく、他方はチャネル帯域幅の半分に等しい。 20

【図 1 1】図 1 1 は、各周波数ステップにおいて M S によって測定された場合における受信信号のフレームの消費電力率の一例を示す。

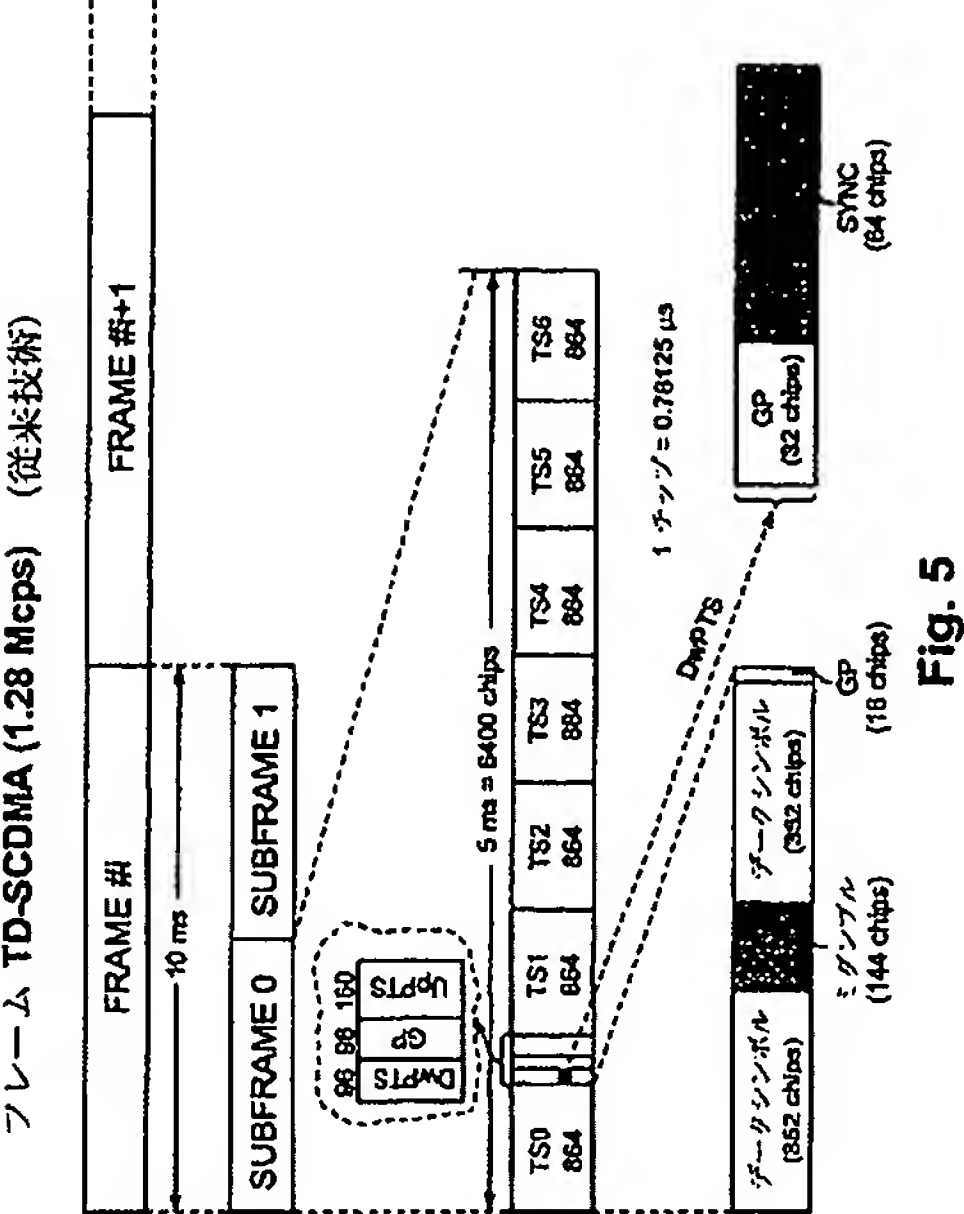
【図 1 2】図 1 2 は、本発明の方法で使用するスペクトルテーブルを示す。

【図 1 3】図 1 3 a 、 1 3 b 、 及び 1 3 c は、本発明の方法の結果として、校正前後及び通常動作の間における種々のタイプの周波数誤差を示す。

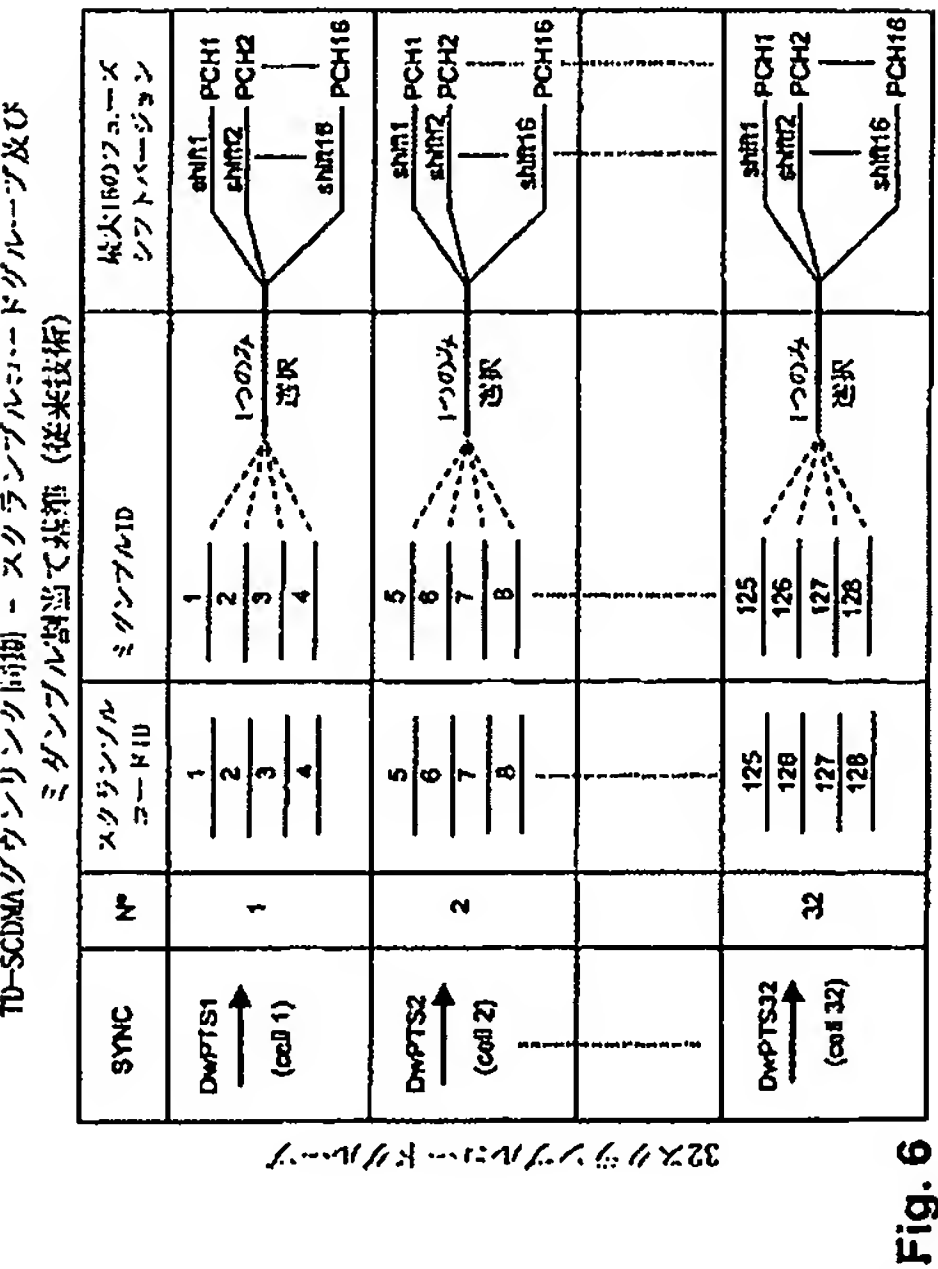
【図4】



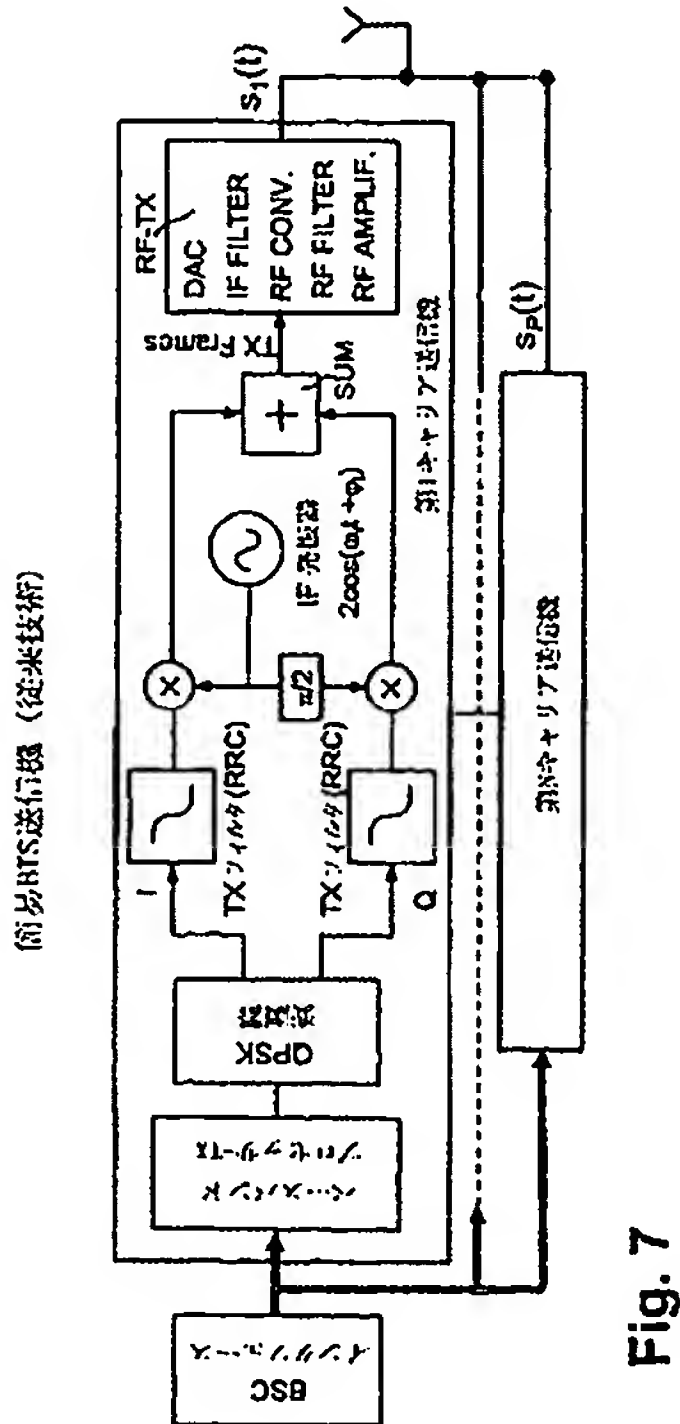
【図5】



【図6】



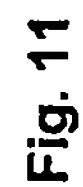
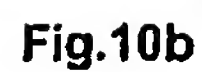
【図7】



【圖 9】



【 例 1 1 】



【図 12】

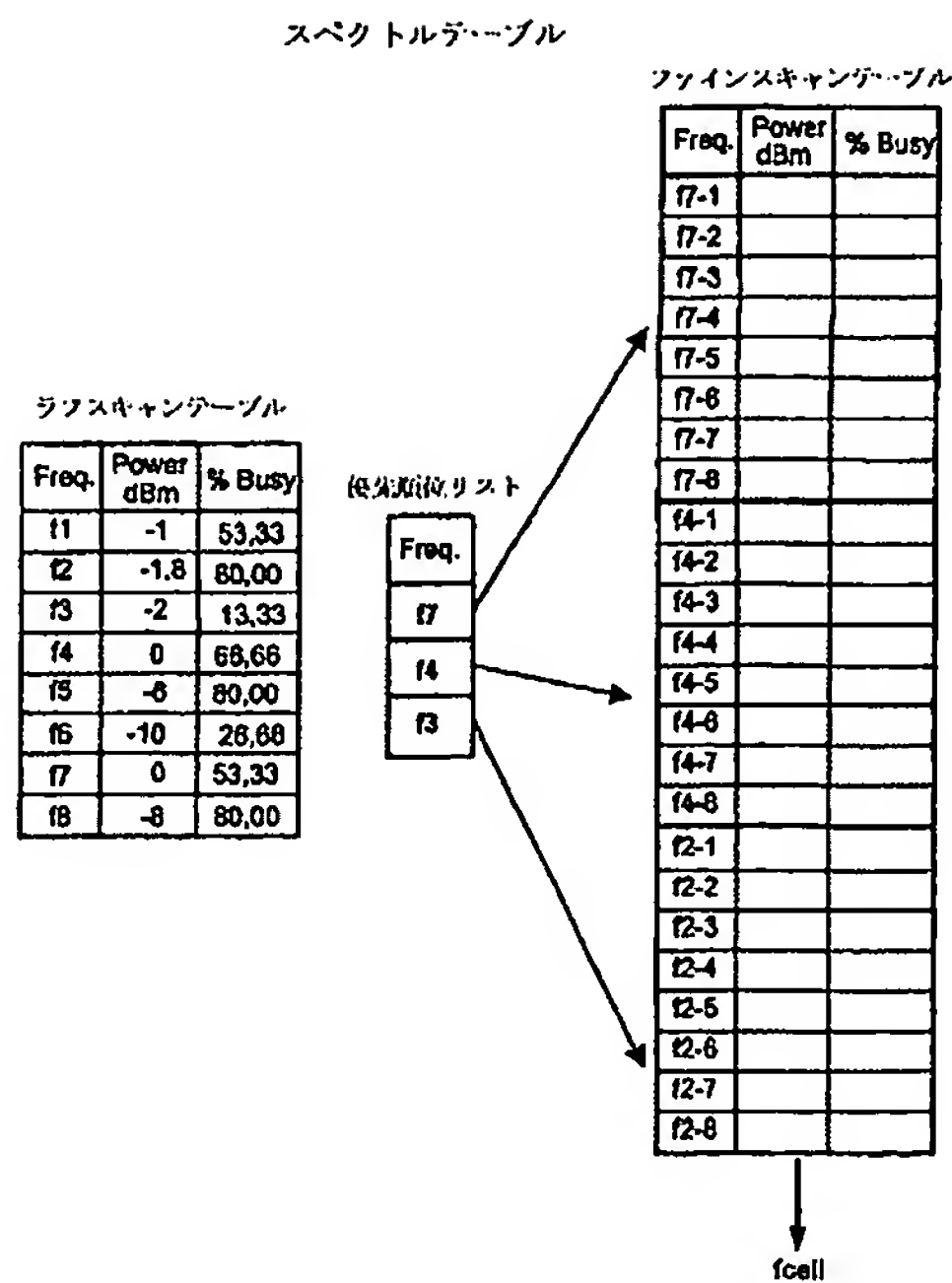
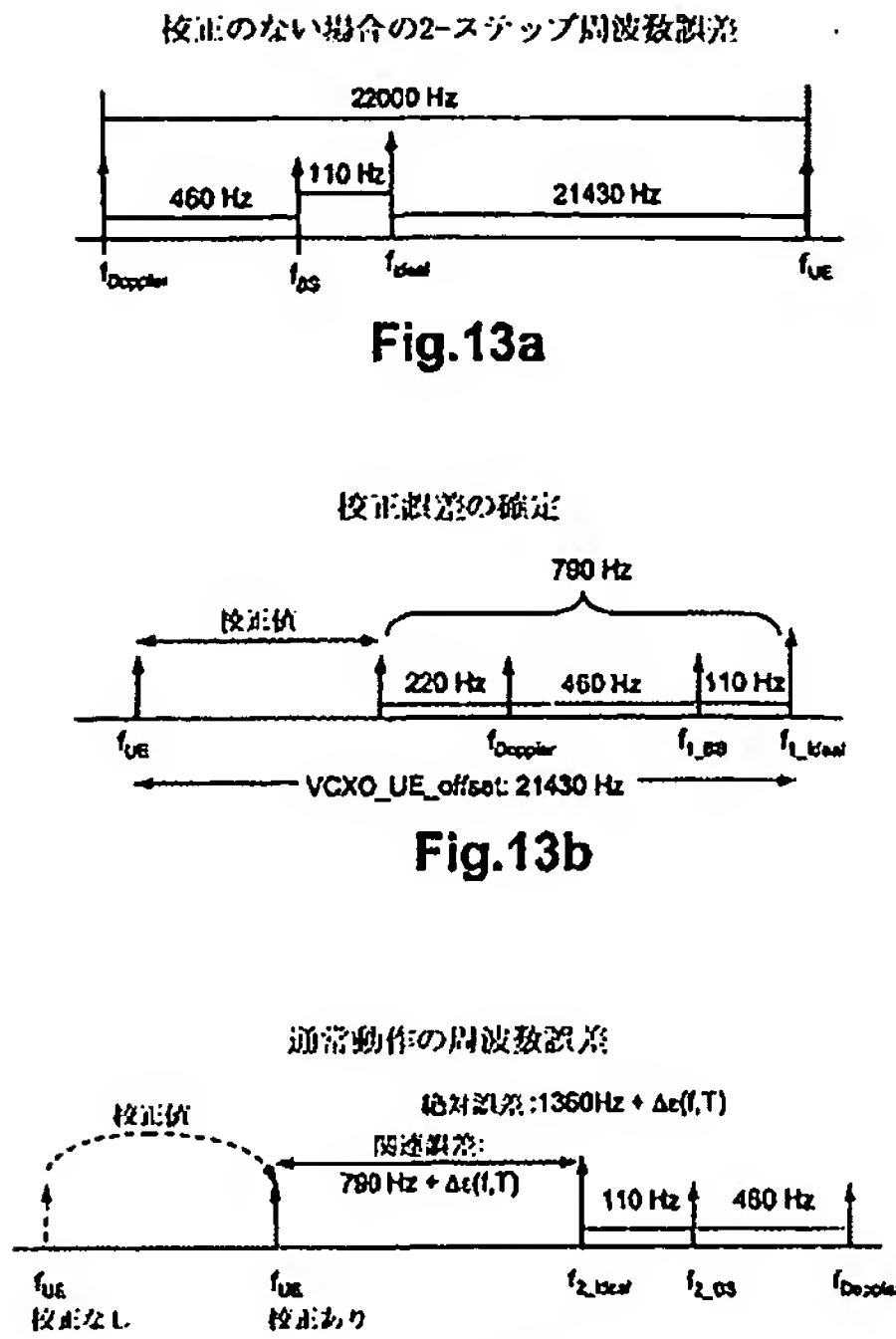


Fig. 12

【図 13】



【國際調查報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/IT 02/00035

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04Q7/38 H04Q7/32

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04Q

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC, PAJ, IBM-TDB, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>OESTERGAARD NIELSEN A ET AL: "WCDMA INITIAL CELL SEARCH" VTC 2000-FALL. IEEE VTS 52ND. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. BOSTON, MA, SEPT. 24 - 28, 2000, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 6. CONF. 52, 24 September 2000 (2000-09-24), pages 377-383, XP001033168 ISBN: 0-7803-6508-9 abstract page 378-379, paragraph 3 --- -/--</p>	1-18

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☐ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

A document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

E earlier document but published on or after the international filing date

L document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

O document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

P document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

T later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

X document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

Y document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

S document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

10 September 2002

Date of mailing of the international search report

10/10/2002

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.O. 5618 Patentplan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 051 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Chêne, X

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/IT 02/00035

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>"Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Physical Layer Procedures (TDD) (3GPP TS 25.224 version 4.2.0 Release 4)" ETSI TS 125 224 V4.2.0, 12 October 2001 (2001-10-12), pages 1-41, XP002212965 page 26, paragraph 5.3.1 page 37</p>	1-18
A	<p>"Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (3GPP TS 25.221 version 4.2.0 Release 4)" ETSI TS 125 221 V.4.2.0 (2001-09), 15 October 2001 (2001-10-15), pages 1-89, XP002212966 page 32-33, paragraph 6.1 page 48, paragraph 6.3.5</p>	1-18

フロントページの続き

(74)代理人 100114292

弁理士 来間 清志

(74)代理人 100119530

弁理士 富田 和幸

(74)代理人 100121119

弁理士 花村 泰伸

(72)発明者 アンナ マリーナ バダ

イタリア国 20127 ミラノ ヴィア ルイージ パストゥール 1

(72)発明者 キアラ カヴァリエーレ

イタリア国 20017 ロー ヴィア モリーノ プレボシトゥラーレ 123

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE14 EE21 EE31

5K067 AA15 BB04 CC04 CC10 DD02 DD19 EE02 EE10 EE45 EE71

FF03 JJ11 JJ52

【要約の続き】

P L M N帯域の2ステップスキャンで実行される。最後の周波数が選択されると、それに関連するフレームは唯一の相関フレームとなる。変換するには、全体の15 MHz帯域の少なくとも一つのフレーム期間の約5 ms長が必要とされ、変換されたA/D及びデジタルセットが格納される。15 MHz帯域辺りのチャンネル帯域(1.6 MHz)のステップ幅で調整されたデジタルIFによりデジタルセットを逐倍し、ベースバンド信号をルートレイズ余弦のローパスフィルタでフィルタするように、ラフスキャンが実行される。5 msベースバンド信号は、半分のタイムスロット(337.5 μ s)の15ブロックにサブ分割され、各ブロックのパワーが測定される。最も強いブロックのパワーは、それぞれの周波数の優先順位を示す。最も強いパワー値は、それぞれのフレーム負荷指標と共にスペクトルテーブルにセットされる。負荷指標は、最も強いブロックにほとんど等しいとしてロードされたフレームにおけるタイムスロットの割合である。3つの最も強い周波数は、継続したスキャンで選択される。第2のステップサーチは第1のサーチのように実行されるが、1Fステップは現時点では200 kHz幅であり、選択された周波数の周りの1.6 MHzのみをカバーする。最後の周波数は、継続する相関ステップのために選択される。そして、MS基準発信器の周波数誤差は、データ付加技術及び継続する接続(図9)のために格納された構成値で訂正される。